

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В. Н. КАРАЗИНА

ЧЕБОТАРЕВ В. И., ДУМИН А. Н., ЛЯХОВСКИЙ А. Ф., ЛЯХОВСКИЙ А. А.

У С И Л И Т Е Л И

АНАЛИЗ РЕЖИМА УСИЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

Учебно-методическое пособие
по анализу усилительных устройств
для самостоятельной работы студентов
физических специальностей

ХАРЬКОВ – 2008

УДК 621.375
ББК 32.846.я73
Че34

Рекомендовано ученым советом радиофизического факультета Харьковского национального университета имени В. Н. Каразина (протокол № 5 от 23.05.08)

Чеботарев В. И., Думин А. Н., Ляховский А. Ф. Усилители. Анализ режима усиления сигналов / Под ред. В. И. Чеботарева. – Х.: ХНУ имени В. Н. Каразина, 2008. – 62 с.

Рецензенты:

ст. науч. сотрудник ИРЭ НАН Украины им. О. Я. Усикова, доктор физ.-мат. наук, проф. А. А. Булгаков;
зав. отд. космической радиофизики РИ НАН Украины, доктор физ.-мат. наук, проф. А. А. Минаков.

В пособии рассмотрены основные разновидности усилительных каскадов. Продемонстрирован метод их анализа в режиме линейного усиления сигналов. Показано, как выводят формулы, определяющие параметры и характеристики различных усилительных ступеней, а также как на основании полученных формул следует судить о свойствах каскадов.

Пособие предназначено для самостоятельной работы студентов физических специальностей при изучении курса «Основы радиоэлектроники».

The basic varieties of amplifying cascades are considered in the presented school-book. The method of its analysis in linear amplification regime is demonstrated. The derivations of the formulas defined parameters and characteristics of different amplifying cascades, and how one can treat cascade properties, are shown.

The school-book is intended for the work of students of physical professions for the course «Basics of radioelectronics» studying on one's own.

У посібнику розглянуті основні різновиди підсилювальних каскадів. Продемонстровано метод їхнього аналізу в режимі лінійного підсилення сигналів. Показано, як виводяться формули, що визначають параметри і характеристики різних підсилювальних каскадів, а також як на підставі отриманих формул треба судити про властивості каскадів.

Посібник призначається для самостійної роботи студентів фізичних спеціальностей, що вивчають курс «Основы радіоелектроніки».

© ХНУ имени В. Н. Каразина,
2004.

© Чеботарев В. И., Думин А. Н.,
Ляховский А. Ф., Ляховский
А. А., 2008.

© Дончик И. Н., макет обложки,
2008.

1. Малосигнальные схемы замещения усилительных элементов

В составе усилительных каскадов обязательными элементами являются нелинейные компоненты – электронные приборы (ЭП) либо используемые вместо них операционные усилители (ОУ). И первые, и вторые представляются своими характеристиками и параметрами, определяющими их свойства. Кроме них в составе каскадов имеются линейные компоненты: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и другие радиодетали. При анализе *режима линейного усиления сигналов* предполагается, что *режим покоя* каскада выбран так, что *точка покоя* на передаточной характеристике усилительного элемента находится в линейной области. Предполагается также, что в процессе усиления сигналов *рабочая точка* не выходит за пределы этой области, т.е. усиливаемый сигнал должен быть достаточно малым. При выполнении этих условий **усилительные элементы замещают эквивалентными линейными цепями – малосигнальными схемами замещения**. В результате такой замены, а также после оговоренного учёта других элементов усилительного каскада анализ схемы упрощается, т.к. она становится линейной цепью, эквивалентной для режима усиления сигналов в заданном диапазоне частот. Для этих эквивалентных цепей составляют уравнения, которые решают, получая выражения, определяющие коэффициенты передачи или передаточные функции усилительного каскада, а также входные и выходные параметры каскада.

1.1. Схемы замещения электронных приборов

Обобщенный ЭП (рис.1.1а) представляется статическими входной и выходной вольт-амперными характеристиками:

$$\begin{aligned} I_Y &= F_1(U_{YI}, U_{KI}), \\ I_K &= F_2(U_{YI}, U_{KI}), \end{aligned} \quad (1.1)$$

где подстрочные индексы «И», «К» и «У» относятся к инжекторному, коллекторному и управляющему электродам.

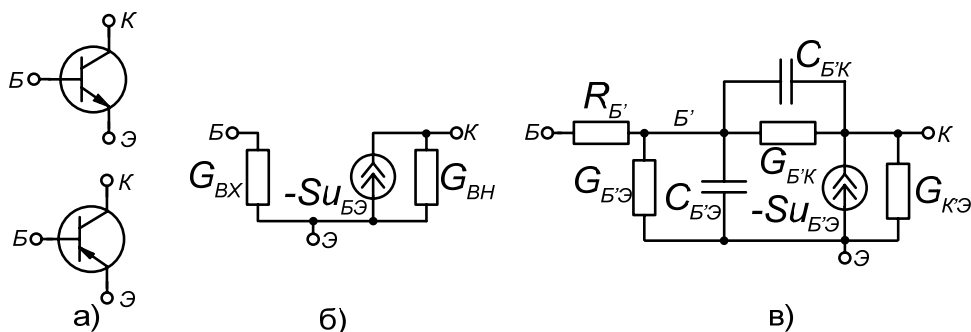
В линейной области этих характеристик линейное приближение для отклонений от постоянных составляющих напряжений и токов режима покоя представляются линейной системой алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} i_Y &= y_{11}u_{YI} + y_{12}u_{KI}, \\ i_K &= y_{21}u_{YI} + y_{22}u_{KI}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

где дифференциальные параметры y_{kl} имеют следующий смысл:

- $y_{11} = G_{ВХ}$ – дифференциальная входная проводимость,
- $-y_{12} = G_{ОБР}$ – дифференциальная обратная проводимость,
- $y_{21} = S$ – крутизна характеристики,
- $y_{22} = G_{ВЫХ}$ – дифференциальная выходная проводимость.

У биполярных транзисторов (рис.1.2а) обычно пренебрегают только обратной проводимостью $G_{OБР}$, используя малосигнальную формальную схему замещения вида рис.1.2б. Одна из используемых на практике физических схем замещения биполярных транзисторов представлена на рис.1.2в.



У полевых транзисторов (рис.1.3а) ток затвора I_3 настолько мал, что G_{BX} и G_{OBR} полагают равными нулю. В этом случае формальная схема замещения

принимает вид, приведенный на рис.1.3б. Один из вариантов физической схемы замещения приведен на рис.1.3в.

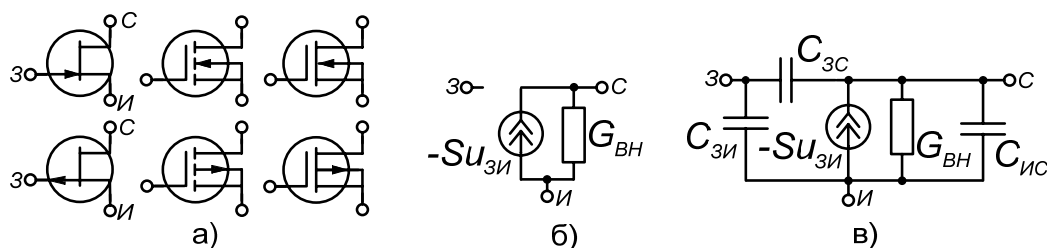


Рис. 1.3. Полевые транзисторы:

- а) условные обозначения,
- б) формальная малосигнальная схема замещения,
- в) физическая схема замещения

Подобно полевым транзисторам у электронных ламп (рис.1.4.а) при $U_{CK} < 0$ ток управляющей сетки также настолько мал, что $G_{ВХ}$ и $G_{ОБР}$ обращают в ноль. В этом случае формальная и физическая схемы замещения электронных ламп (рис.1.4б и 1.4в) выглядят аналогично схемам замещения полевых транзисторов.

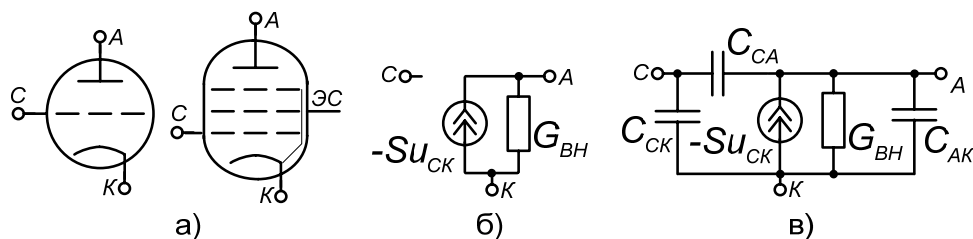


Рис. 1.4. Электронные лампы:

- а) условные обозначения триода и пентода,
- б) формальная малосигнальная схема замещения,
- в) физическая схема замещения

Контрольные вопросы

1. Какую физическую величину регулируют ЭП, посредством чего? Какими характеристиками выражается это свойство?
2. Какой физический смысл имеют дифференциальные параметры ЭП?
3. При каких условиях используют схемы замещения ЭП: а) формальные, б) физические?
4. Какие физические явления лежат в основе работы: а) транзисторов, б) электронных ламп?
5. В чем состоит существенное отличие полевых транзисторов от биполярных?
6. В чем состоит сходство полевых транзисторов и электронных ламп?

1.2. Схемы замещения операционных усилителей

В современной схемотехнике линейных устройств, предназначенных для обработки сигналов низких и средних частот (до $10^5 - 10^6$ Гц), вместо отдельных ЭП в качестве усилительных элементов в каскадах используют операционные усилители – высококачественные усилители постоянного тока в интегральном исполнении (рис.1.5). По размерам и цене они сравнимы с транзисторами, но реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Основными параметрами операционных усилителей являются: коэффициент усиления разностного напряжения $k_0 = 10^4 - 10^7$, входные сопротивления $R_{BX} = 10^6 - 10^8$ Ом и выходное сопротивление $R_{ВЫХ} = 10^1 - 10^2$ Ом. Их схема замещения приведена на рис.1.5в.

При анализе усилительных каскадов с операционными усилителями используют модели идеализированного операционного усилителя (рис.1.5г) с параметрами: $k_0, R_{BX} \rightarrow \infty, R_{ВЫХ} \rightarrow 0$ или идеального операционного усилителя с параметрами: $k_0 \rightarrow \infty, R_{BX} \rightarrow \infty, R_{ВЫХ} = 0$.

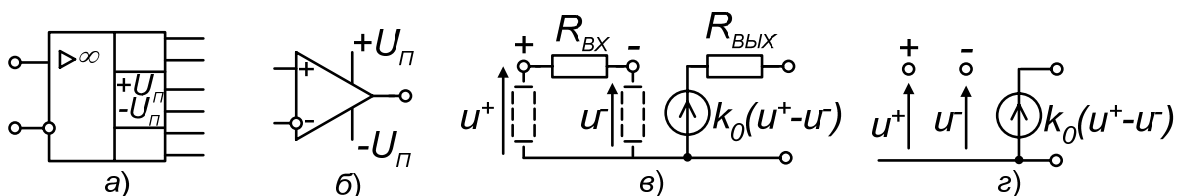


Рис. 1.5. Операционные усилители:

а), б) условные обозначения;

в) схема замещения;

г) схема замещения идеального операционного усилителя

Контрольные вопросы

1. Что такое операционный усилитель? Каковы его основные параметры?
2. Какой вид имеет передаточная характеристика операционного усилителя?
3. Когда используют модель идеализированного операционного усилителя с параметрами: $k_0, R_{BX} \rightarrow \infty, R_{ВЫХ} \rightarrow 0$?

2. Анализ резисторных каскадов на электронных приборах в режиме усиления малых сигналов

Основными параметрами усилительного каскада в общем случае являются комплексная передаточная функция $K(\omega)$, описывающая зависимость коэффициента усиления от частоты, а также комплексные входное и выходное сопротивления $K_{BX}(\omega)$ и $K_{BЫX}(\omega)$.

Резисторные каскады, если их используют для усиления низкочастотных сигналов, характеризуют коэффициентом передачи напряжения $k=U_{BЫX}/U_{BX}$, входным сопротивлением $R_{BX.K}=U_{BX}/I_{BX}$ и выходным сопротивлением $R_{BЫX.K}=U_{BЫX}/I_{BЫX}$ при $U_{BX}=0$, пренебрегая в этом случае влиянием ряда элементов схемы.

В этом разделе покажем, как получают формулы, определяющие k , $R_{BX.K}$ и $R_{BЫX.K}$ резисторных каскадов на ЭП в условиях усиления малых сигналов, достаточно низкочастотных, чтобы использовать формальные схемы замещения ЭП. Влияние конденсаторов, входящих в состав принципиальной схемы, учитывать не будем, полагая, что в диапазоне частот усиливаемых сигналов их влияние несущественно в силу малости сопротивлений переменному току. Тогда при переходе от принципиальной схемы к эквивалентной конденсаторы, например, $C_{БЛ}$ и C_P , будем заменять прямыми соединениями, а электронные приборы – соответствующими формальными схемами замещения. В результате получим эквивалентную схему для режима колебаний, составленную из резистивностей. Для этой схемы в зависимости от её сложности запишем либо одно уравнение, либо систему уравнений, решение которых приведёт к искомым формулам. В целях упрощения анализа схемы источники входных сигналов будем представлять источниками напряжения с задающими напряжениями, равными U_{BX} .

Принятый здесь общий подход к определению основных параметров каскадов иллюстрируют схемы, представленные на рис.2.1. Примеры анализа резисторных усилительных каскадов приведены ниже.

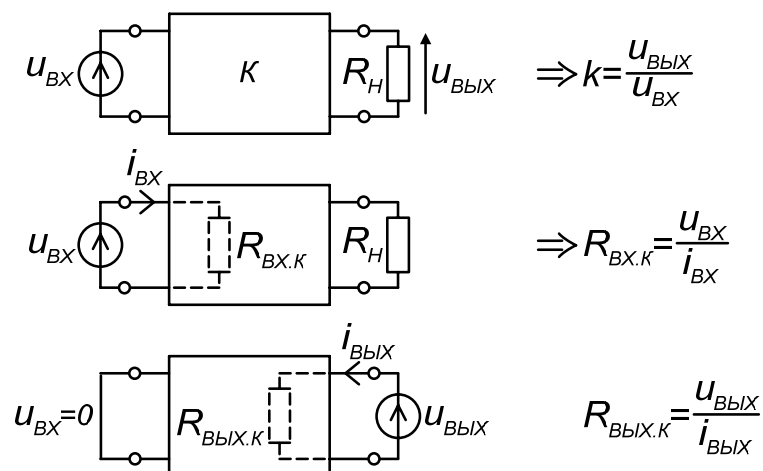


Рис. 2.1. Схемы, поясняющие общий подход к определению основных параметров каскада: коэффициента передачи напряжения, входного и выходного сопротивлений

2.1. Каскад с общим инжекторным электродом

Рассмотрим усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером, схема которого дана на рис.2.2а. Здесь же рис.2.2б и рис.2.2в иллюстрируют этапы перехода к эквивалентной схеме режима колебаний, представленной на рис.2.1г. На ней транзистор замещён схемой рис.1.2б.

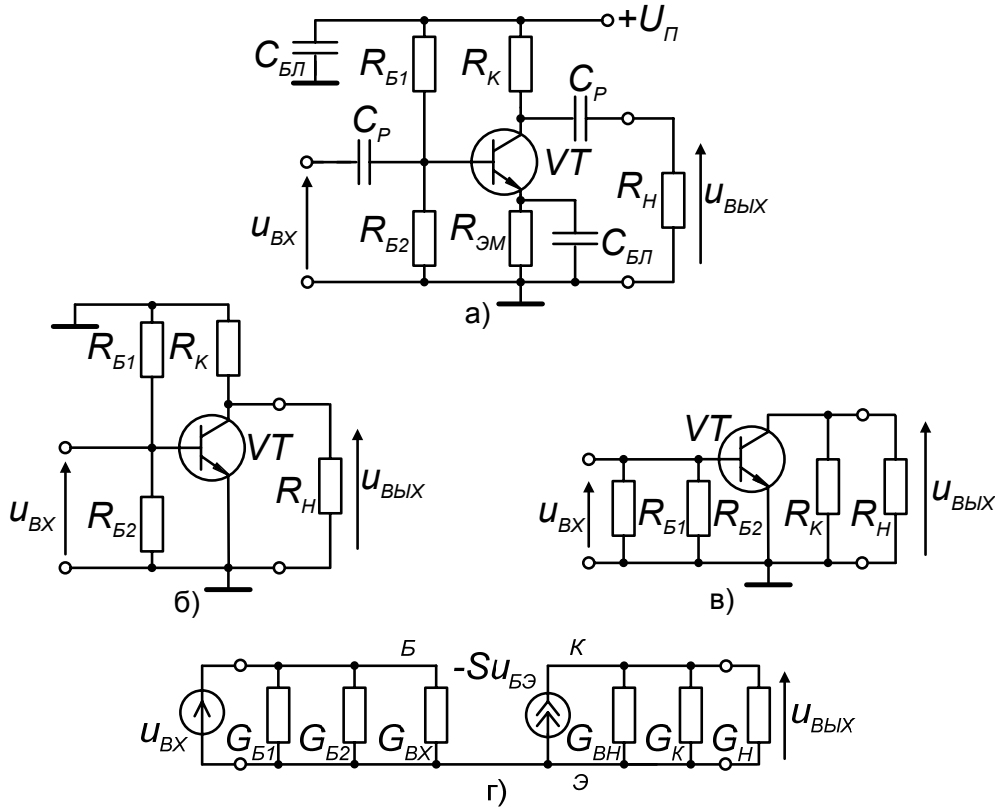


Рис.2.2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером:
а) принципиальная схема,
б), в) промежуточные эквивалентные схемы,
г) окончательная эквивалентная схема

Для составления уравнений используем метод узловых напряжений, используя в качестве отсчетного нижний узел на схеме рис. 2.2г. Учтём, что верхние узлы не связаны, узловое напряжение левого узла задано как u_{BX} , т.е. не требует определения, и поэтому записываем единственное уравнение для узлового напряжения правого узла u_{BbIX} :

$$(G_{BH} + G_K + G_H)u_{BbIX} = -Su_{BЭ},$$

где $u_{BЭ} = u_B - u_Э = u_{BX} - 0 = u_{BX}$, поэтому имеем:

$$(G_{BH} + G_K + G_H)u_{BbIX} = -Su_{BX},$$

откуда находим коэффициент передачи сигнала по напряжению:

$$k = -\frac{S}{G_{BH} + G_K + G_H} = -SR_Э, \quad (2.1)$$

где $R_{\Sigma}=1/(G_{BH}+G_K+G_H)$ – эквивалентное сопротивление нагрузки источника тока.

Используя подход, приведенный на рис.2.1, находим выражения, определяющие *входное* и *выходное сопротивления* каскада:

$$R_{BX.K} = \frac{1}{G_{B1} + G_{B2} + G_{BX}}, \quad (2.2)$$

$$R_{ВЫХ.K} = \frac{1}{G_{BH} + G_K}. \quad (2.3)$$

Из формулы (2.1) следует, что **при усилении сигнал изменяет полярность**, а также **увеличивается** пропорционально крутизне ВАХ транзистора S и величине эквивалентного сопротивления нагрузки R_{Σ} . Из формулы (2.2) видно, как сопротивления в цепи базы транзистора R_{B1} и R_{B2} **уменьшают входное сопротивление** каскада, а из формул (2.1) и (2.3) следует, что уменьшение R_K приводит к уменьшению k и $R_{ВЫХ.K}$.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k , $R_{BX.K}$ и $R_{ВЫХ.K}$ каскада с общим эмиттером, представленного на рис.2.2:

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы (рис.2.2а) к эквивалентной схеме, приведенной на рис.2.2г;

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее U_{BX} и $U_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулу (2.1), определяющую коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. используя методику, приведенную на рис.2.1, получить формулы (2.2) и (2.3), определяющие R_{BX} и $R_{ВЫХ}$;

1.5. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Используя [1, (рис.2, рис.3, п.2.1)], начертить принципиальные схемы каскадов с общим истоком на всех разновидностях полевых транзисторов, приведенных на рис.1.3а.

3. Аналогично п.п. 1.1 – 1.5 этого задания провести анализ режима усиления каскадов с общим истоком:

3.1. на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ переходом с каналом n -типа;

3.2. на полевом транзисторе с индуцированным каналом p -типа.

Контрольные вопросы

1. На каком основании при анализе схемы рис.2.2, переходя от принципиальной схемы рис.2.2а к эквивалентным, не учитывают емкости блокирующих и разделительных конденсаторов $C_{БЛ}$ и C_P ?
2. На каком основании в эквивалентной схеме рис.2.2г использована схема замещения транзистора рис.1.2б?
3. Почему при записи уравнения состояния не учтена левая часть цепи рис.2.2г?
4. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения каскада k при замене транзистора другим, имеющим большее значение крутизны S ?
5. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения каскада k , если увеличить сопротивление коллекторной нагрузки R_K ?
6. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения каскада k , если уменьшить сопротивление нагрузки каскада R_H ?
7. Как изменится выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ}$, если уменьшить сопротивление коллекторной нагрузки R_K ?
8. Как резисторы делителя напряжения в цепи базы транзистора влияют на величину входного напряжения?

2.2. Каскады с общим коллекторным электродом

2.2.1. Истоковый повторитель

Рассмотрим каскад на полевом транзисторе с общим истоком, схема которого представлена рис.2.3а. Рис.2.3б иллюстрирует переход к эквивалентной схеме режима колебаний, представленной на рис.2.3в. Транзистор на ней заменён схемой рис.1.3б.

Для этой схемы с учетом того, что

$$u_{ЗИ} = u_3 - u_{И} = u_{ВХ} - u_{ВЫХ}, \quad (2.4)$$

записываем уравнение для правого узла

$$(G_{ВН} + G_{И} + G_H) u_{ВЫХ} = S(u_{ВХ} - u_{ВЫХ}).$$

После перестановки имеем:

$$(S + G_{ВН} + G_{И} + G_H) u_{ВЫХ} = S u_{ВХ},$$

откуда получаем формулу, определяющую коэффициент передачи сигнала по напряжению

$$k = \frac{S}{S + G_{ВН} + G_{И} + G_H}. \quad (2.5)$$

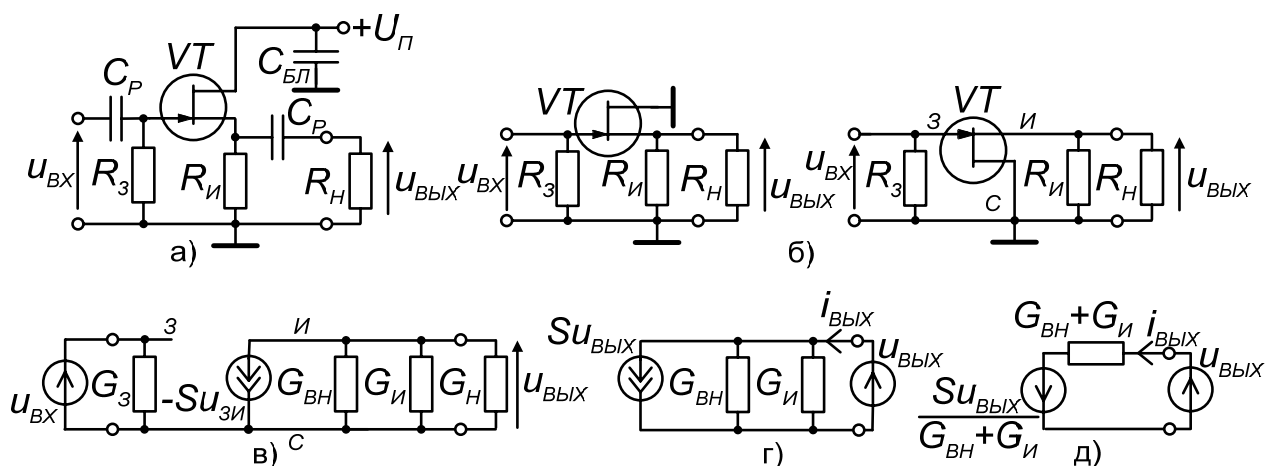


Рис.2.3. Каскад на полевом транзисторе с общим стоком:

- а) принципиальная схема,
- б) промежуточные эквивалентные схемы,
- в) окончательная эквивалентная схема для определения k ,
- г), д) эквивалентные схемы для определения $R_{BIX,K}$

Эта формула показывает, что в рассматриваемой схеме **сигнал не инвертируется**, а **величина коэффициента передачи напряжения k не превышает единицу**, приближаясь к ней при сравнительно больших значениях крутизны S ВАХ ЭП. Причиной тому, что $k < 1$, является присущая каскаду **отрицательная обратная связь**, выраженная уже в исходном соотношении (2.4), определяющем напряжение, управляющее током транзистора. Поскольку для всех каскадов с общим коллекторным электродом величина коэффициента передачи напряжения k близка к единице, их называют **повторителями**.

Из схемы рис.2.3в очевидно, что **входное сопротивление** каскада, определяемое в соответствии с подходом, представленным на рис. 2.1, равно

$$R_{BX,K} = R_3. \quad (2.6)$$

Выходное сопротивление каскада $R_{BIX,K}$, в соответствии с указанным подходом, определяют отношением $R_{BIX,K} = u_{BIX} / i_{BIX}$, полагая, что $u_{BX} = 0$, а к выходу каскада подключен источник напряжения u_{BIX} . Используя эквивалентные преобразования схемы рис.2.3, представленные на рис.2.3г и рис.2.3д, находим выходной ток

$$i_{BIX} = (G_{BH} + G_I + S) u_{BIX}.$$

Отсюда следует, что у рассмотренного повторителя

$$R_{BIX,K} = \frac{1}{S + G_{BH} + G_I}. \quad (2.7a)$$

Если $S \gg G_{BH} + G_I$, тогда

$$R_{BIX,K} \approx 1/S. \quad (2.7б)$$

Последние соотношения показывают, что в сравнении с рассмотренным выше каскадом с общим инжекторным электродом **повторитель обладает низким выходным сопротивлением**. Причиной этого свойства каскада является указанная выше *отрицательная обратная связь*.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k , $R_{ВХ.К}$ и $R_{ВЫХ.К}$ каскада, представленного схемой рис.2.3:

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы (рис.2.3а) к эквивалентной схеме (рис.2.3в);

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулу (2.5), определяющую коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. используя рис.2.3в и методику, приведенную на рис.2.1, получить формулу (2.6), определяющую $R_{ВХ.К}$;

1.5. осуществить переход к эквивалентной схеме (рис.2.3д). Используя рис.2.3д и методику, приведенную на рис.2.1, получить формулу (2.7а), определяющую $R_{ВЫХ.К}$;

1.6. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Используя [1, (п.2.2)], начертить принципиальные схемы каскадов с общим коллекторным электродом на всех разновидностях транзисторов, представленных на рис.1.2а и рис.1.3а.

3. Аналогично п.п. 1.1 – 1.6 провести анализ режима усиления каскадов на полевых транзисторах:

3.1. с индуцированным каналом n -типа;

3.2. с встроенным каналом p -типа.

Контрольные вопросы

1. На каком основании при анализе схем рис.2.3, переходя от принципиальной схемы рис.2.3а к эквивалентной, не учитывают емкости блокирующих и разделительных конденсаторов $C_{БЛ}$ и C_P ?

2. На каком основании в эквивалентной схеме рис.2.3в использована схема замещения транзистора рис.1.3б?

3. Почему при записи уравнения состояния не учтена левая часть цепи рис.2.3в?

4. Почему каскады с общим коллекторным электродом называют повторителями?

5. Какое явление служит причиной того, что коэффициент передачи напряжения $k < 1$, а $R_{ВЫХ.К}$ – мало?

6. Почему уменьшение $R_{ВЫХ.К}$ улучшает свойства каскада?

2.2.2. Эмиттерный повторитель

Рассмотрим каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером, схема которого представлена рис.2.4а. Рис.2.4б и рис.2.4в иллюстрируют переход к эквивалентной схеме режима колебаний, представленной на рис.2.4г. Транзистор на ней заменён схемой рис.1.2б.

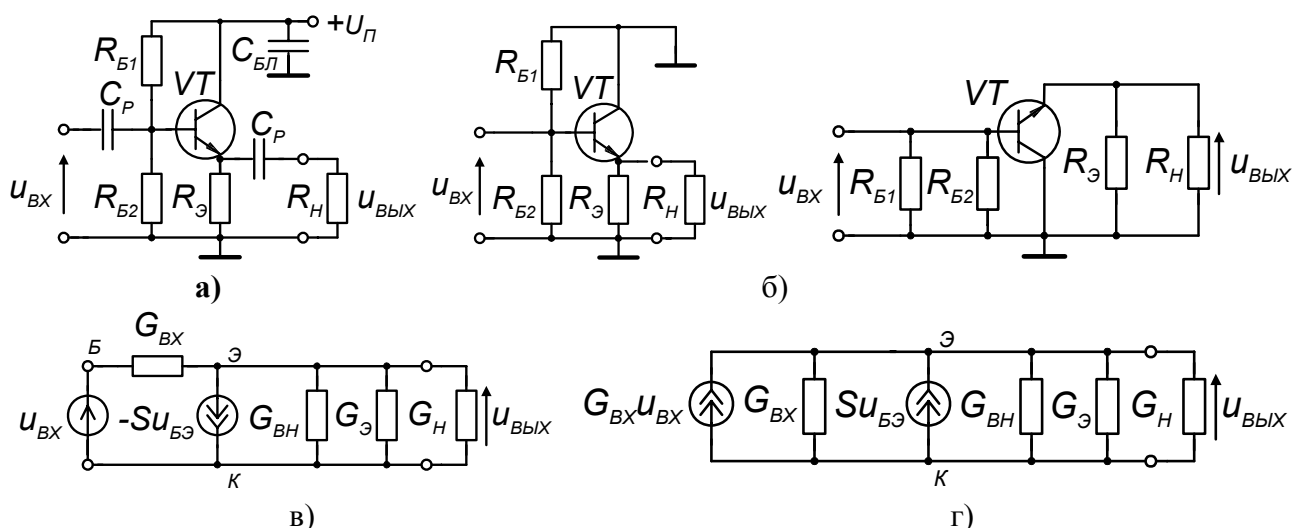


Рис.2.4. Каскад на биполярном транзисторе с общим коллектором:

а) принципиальная схема,

б), в) промежуточные эквивалентные схемы,

г) окончательная эквивалентная схема для определения k

Для эквивалентной схемы (рис.2.4г) методом узловых напряжений запишем уравнение:

$$(G_{BX} + G_{BH} + G_{\mathcal{E}} + G_H) u_{BYX} = S u_{B\mathcal{E}} + G_{BX} u_{BX}. \quad (2.8)$$

С учетом того, что $u_{B\mathcal{E}} = u_B - u_{\mathcal{E}} = u_{BX} - u_{BYX}$, уравнение (2.8) примет вид

$$(G_{BX} + G_{BH} + G_{\mathcal{E}} + G_H) u_{BYX} = S(u_{BX} - u_{BYX}) + G_{BX} u_{BX}.$$

После перестановки имеем:

$$(S + G_{BX} + G_{BH} + G_{\mathcal{E}} + G_H) u_{BYX} = (S + G_{BX}) u_{BX},$$

откуда получаем формулу, определяющую коэффициент передачи сигнала по напряжению

$$k = \frac{S + G_{BX}}{S + G_{BX} + G_{BH} + G_{\mathcal{E}} + G_H}. \quad (2.9)$$

Эта формула показывает, что в рассматриваемой схеме **сигнал не инвертируется**, а **величина коэффициента передачи напряжения k не превышает единицу**. Из сравнения формул (2.9) и (2.5) видно, что на величину коэффици-

ента передачи эмиттерного повторителя оказывает влияние не только S , но и $G_{вх}$. Эмиттерный повторитель имеет более близкий к 1 коэффициент передачи напряжения и более низкое выходное сопротивление, чем истоковый повторитель, поскольку биполярный транзистор обладает более высоким значением крутизны S по сравнению с полевым транзистором. Эмиттерный повторитель имеет и более низкое входное сопротивление, чем истоковый повторитель.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k , $R_{вх.к}$ и $R_{вых.к}$ каскада, представленного схемой рис.2.4:

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы (рис.2.4а) к эквивалентной схеме (рис.2.4г);

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $U_{вх}$ и $U_{вых}$;

1.3. получить формулу (2.9), определяющую коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

Контрольные вопросы

1. На каком основании при анализе схем рис.2.4, переходя от принципиальной схемы рис.2.4а к эквивалентной, не учитывают емкости блокирующих и разделительных конденсаторов $C_{Бл}$ и C_P ?
2. На каком основании в эквивалентной рис.2.4в использована схема замещения транзистора рис.1.2б?
3. Почему при переходе от принципиальной схемы рис.2.4а к эквивалентной рис.2.4в не учтены $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$?
4. Почему каскады с общим коллекторным электродом называют повторителями?
5. Почему эмиттерный повторитель имеет меньшие $R_{вых.к}$ и $R_{вх.к}$, чем истоковый повторитель?
6. Какое явление служит причиной того, что коэффициент передачи напряжения $k < 1$, а $R_{вых.к}$ – мало?

2.2.3. Повторитель с высоким входным сопротивлением

Рассмотрим разновидность повторителя на полевом транзисторе, схема которого дана на рис.2.5а. Здесь будет показано, что по сравнению с каскадом, рассмотренным в предыдущем примере, этот повторитель обладает повышен-

ным входным сопротивлением. Рис.2.5б, рис.2.5в и рис.2.5г иллюстрируют этапы перехода к эквивалентной схеме режима колебаний, представленной на рис.2.5д. На ней транзистор замещён схемой рис.1.3б.

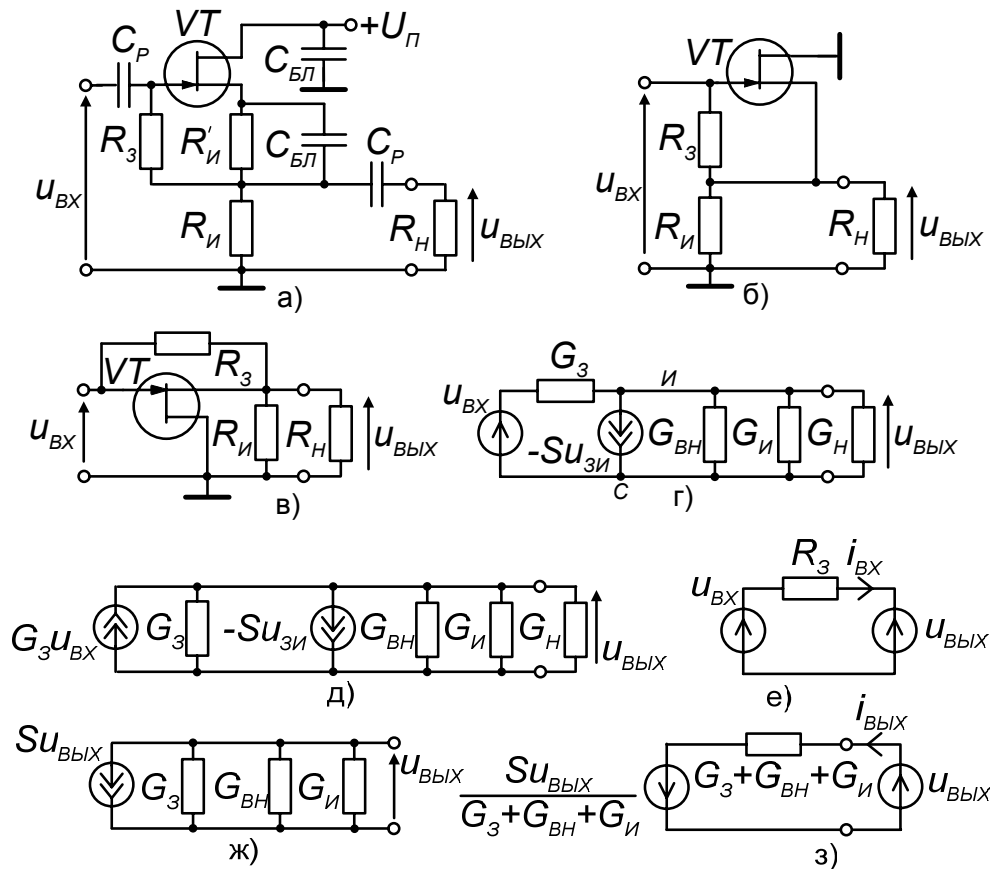


Рис.2.5. Повторитель на полевом транзисторе, обладающий высоким входным сопротивлением:

- а) принципиальная схема;
- б), в), г) промежуточные эквивалентные схемы;
- д) окончательная эквивалентная схема для определения k ;
- е) эквивалентная схема для определения $R_{BX.K}$;
- ж), з) эквивалентные схемы для определения $R_{BYX.K}$

Уравнение для напряжения U_{BYX} эквивалентной схемы имеет вид:

$$(G_3 + G_{BH} + G_{И} + G_H) U_{BYX} = G_3 U_{BX} + S U_{3И},$$

где $U_{3И} = U_{BX} - U_{BYX}$. С учётом этого имеем

$$(S + G_3 + G_{BH} + G_{И} + G_H) U_{BYX} = (S + G_3) U_{BX},$$

откуда находим коэффициент передачи сигнала по напряжению:

$$k = \frac{S + G_3}{S + G_3 + G_{BH} + G_{И} + G_H}. \quad (2.10)$$

Из этой формулы следует, что в рассматриваемой схеме **сигнал не инвертируется** и при сравнительно больших значениях S величина k близка к единице, но не превышает её. Причиной этого свойства каскада является ука-

занная в предыдущем примере *отрицательная обратная связь*, присущая повторителям.

Для определения *входного сопротивления* каскада $R_{ВХ.К}$ воспользуемся эквивалентной схемой, которую получим применением теоремы замещения к правому участку цепи рис.2.5г, заменяя его источником напряжения с задающим напряжением, равным $u_{ВЫХ}$. Для полученной таким образом эквивалентной схемы, представленной на рис.2.5е, имеем

$$i_{ВХ} = (u_{ВХ} - u_{ВЫХ}) / R_3.$$

Определяя входное сопротивление отношением $R_{ВХ.К} = u_{ВХ} / i_{ВХ}$, находим:

$$R_{ВХ.К} = \frac{u_{ВХ} R_3}{u_{ВХ} - u_{ВЫХ}} = \frac{R_3}{1 - k}. \quad (2.11)$$

Из этой формулы следует, что при близких к единице значениях k **величина $R_{ВХ.К}$ значительно превышает величину R_3** , определяющую входное сопротивление других разновидностей каскадов на полевых транзисторах, в том числе повторителя, рассмотренного в предыдущем пункте.

В соответствии с подходом, представленным на рис.2.1, определяем *выходное сопротивление* каскада $R_{ВЫХ.К}$ отношением $R_{ВЫХ.К} = u_{ВЫХ} / i_{ВЫХ}$ при $u_{ВХ} = 0$ и подключенном источнике $u_{ВЫХ}$. Посредством эквивалентных схем, представленных на рис.2.5ж и рис.2.5з, находим

$$R_{ВЫХ.К} = \frac{1}{S + G_3 + G_{ВН} + G_{И}}. \quad (2.12а)$$

При $S \gg G_3 + G_{ВН} + G_{И}$ имеем

$$R_{ВЫХ.К} \approx 1 / S. \quad (2.12б)$$

Как и в предыдущем случае, низкое выходное сопротивление каскада является следствием указанной выше отрицательной обратной связи, присущей повторителям.

Таким образом, **рассмотренная разновидность повторителя обладает полезным свойством – высоким входным и низким выходным сопротивлениями.**

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k , $R_{ВХ.К}$ и $R_{ВЫХ.К}$ каскада, представленного схемой рис.2.5:

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы (рис.2.5а) к эквивалентной схеме (рис.2.5в);

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулу (2.10), определяющую коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. используя рис.2.5 и методику, приведенную на рис.2.1, получить формулу (2.11), определяющую $R_{ВХ.К}$;

1.5. осуществить переход к эквивалентной схеме (рис.2.5з). Используя рис.2.5з и методику, приведенную на рис.2.1, получить формулы (2.12а) и (2.12б), определяющие $R_{ВЫХ.К}$;

1.6. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

Контрольные вопросы

1. На каком основании при анализе схемы рис.2.5, переходя от принципиальной схемы рис.2.5а к эквивалентным, не учитывают емкости блокирующих и разделительных конденсаторов $C_{БЛ}$ и C_P ?
2. На каком основании в эквивалентной схеме рис.2.5в использована схема замещения транзистора рис.1.3б?
3. Почему каскады с общим коллекторным электродом называют повторителями?
4. Какое явление служит причиной того, что коэффициент передачи напряжения $k < 1$, а $R_{ВЫХ}$ – мало?
5. Почему уменьшение $R_{ВЫХ}$ улучшает свойства каскада?

2.3. Каскад с общим управляющим электродом

Рассмотрим усилительный каскад на биполярном транзисторе с общей базой, схема которого представлена на рис.2.6а. Переход к эквивалентной схеме режима колебаний иллюстрируют схемы рис.2.6б – рис.2.6ж. На них транзистор представлен схемой замещения рис.1.2б.

Уравнение для напряжения $U_{ВЫХ}$ окончательной эквивалентной схемы имеет вид:

$$(G_{ВН} + G_K + G_H) U_{ВЫХ} = (S + G_{ВН}) U_{ВХ}.$$

Из этого выражения получаем формулу для *коэффициента передачи сигнала по напряжению*:

$$k = \frac{S + G_{BH}}{G_{BH} + G_K + G_H} \quad (2.13)$$

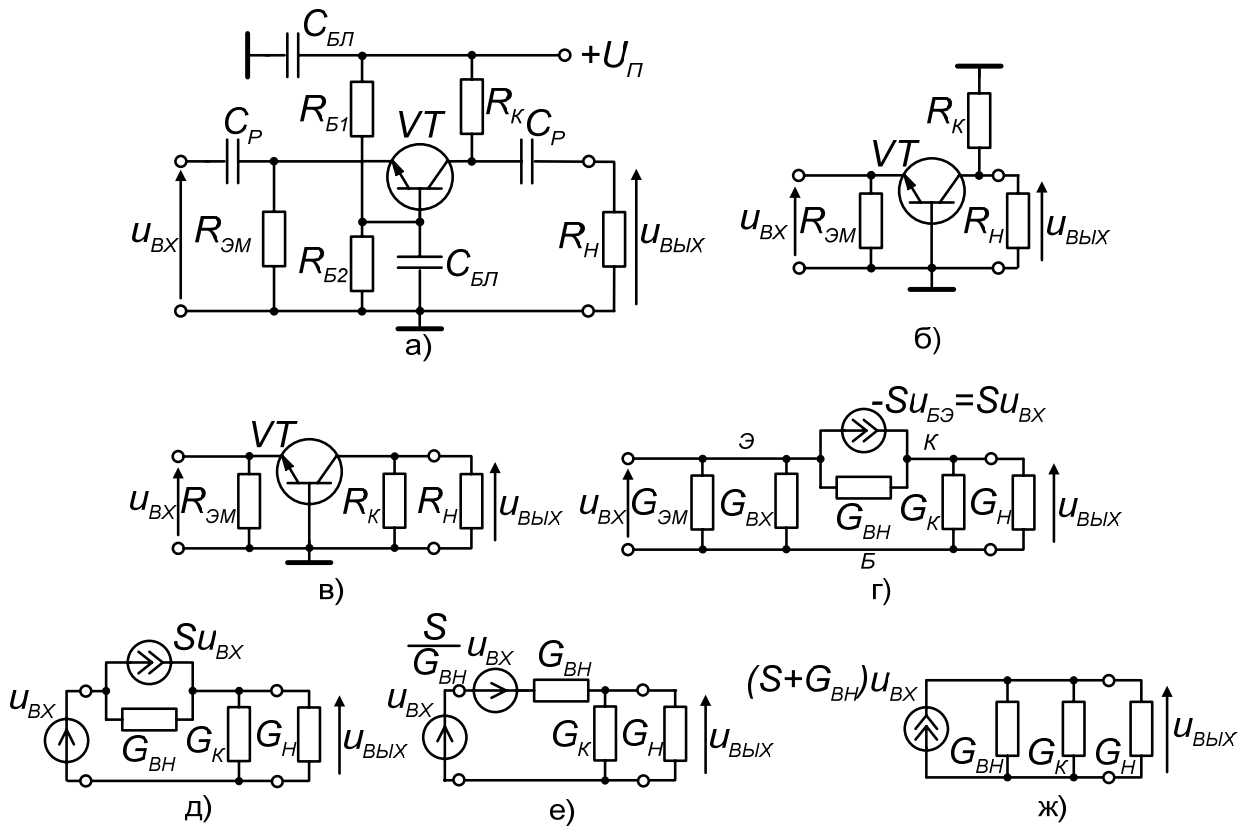


Рис.2.6. Каскад на биполярном транзисторе с общей базой:
а) принципиальная схема;
б) – е) промежуточные эквивалентные схемы;
ж) окончательная эквивалентная схема для определения k

Поскольку практически всегда $S \gg G_{BH}$, имеем

$$k \approx \frac{S}{G_{BH} + G_K + G_H} = SR_3, \quad (2.14)$$

где $R_3 = 1/(G_{BH} + G_K + G_H)$ – эквивалентное сопротивление нагрузки источника тока.

Из формулы (2.14) следует, что **при усилении сигнал увеличивается пропорционально крутизне ВАХ транзистора S и величине эквивалентного сопротивления нагрузки R_3** , но, в отличие от усилительного каскада с общим эмиттером (п.2.1), он **не изменяет свою полярность**.

Входное сопротивление каскада $R_{BX.K}$ найдем, анализируя схему, представленную на рис.2.6г. Пренебрегая здесь составляющей тока через G_{BH} , имеем

$$I_{BX} \approx G_{ЭМ}u_{BX} + G_{БХ}u_{BX} + Su_{BX} = (G_{ЭМ} + G_{БХ} + S)u_{BX},$$

откуда следует

$$R_{BX.K} \approx \frac{1}{S + G_{ЭМ} + G_{BX}} . \quad (2.15a)$$

При $S \gg G_{ЭМ} + G_{BX}$ получаем приближенную формулу

$$R_{BX.K} \approx \frac{1}{S} . \quad (2.15б)$$

Полученные формулы (2.15a) и (2.15б) указывают на **низкое входное сопротивление каскадов с общим управляющим электродом**.

Выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ.K}$ находим с помощью любой из эквивалентных схем, представленных на рис.2.6. В соответствии с методикой, указанной на рис. 2.1, при $U_{BX}=0$ получим

$$R_{ВЫХ.K} = \frac{1}{G_K + G_{ВН}} \approx \frac{1}{G_K} . \quad (2.16)$$

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k , $R_{BX.K}$ и $R_{ВЫХ.K}$ каскада с общей базой (рис.2.6):

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.2.6a) к эквивалентной схеме (рис.2.6ж);

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее U_{BX} и $U_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулы (2.13) и (2.14), определяющие коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. используя схему, приведенную на рис.2.6г, полагая здесь $G_{ВН} \rightarrow 0$, получить формулы (2.15a) и (2.15б), определяющие $R_{BX.K}$;

1.5. используя схемы, приведенные на рис.2.6, получить формулы (2.16), определяющие $R_{ВЫХ.K}$;

1.6. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Используя [1, (п.2.3)] , начертить принципиальную схему каскада с общим затвором на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ переходом. Аналогично п.п. 1.1 – 1.6 , провести анализ режима усиления этого каскада.

Контрольные вопросы

1. На каком основании при анализе схемы рис.2.6, переходя от принципиальной схемы рис.2.6a к эквивалентным, не учитывают емкости блокирующих и разделительных конденсаторов $C_{БЛ}$ и C_P ?

2. На каком основании в эквивалентной схеме рис.2.6г использована схема замещения транзистора рис.1.3б?

5. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения каскада k и входное сопротивление каскада $R_{ВХ.К}$ при замене транзистора другим, имеющим большее значение крутизны S ?
6. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения каскада k : если уменьшить сопротивление коллекторной нагрузки R_K ; если увеличить сопротивление нагрузки каскада R_H ?
8. Чем существенно различаются свойства каскадов с общим управляющим электродом (рис.2.6) и с общим эмиттером (рис.2.2)?

2.4. Каскодный усилитель

Рассмотрим каскодную усилительную ступень на полевых транзисторах, схема которой представлена на рис.2.7а. Переход к эквивалентной схеме иллюстрируют рис.2.7б и рис.2.7в. Здесь транзисторы представлены эквивалентными схемами замещения рис.1.3б.

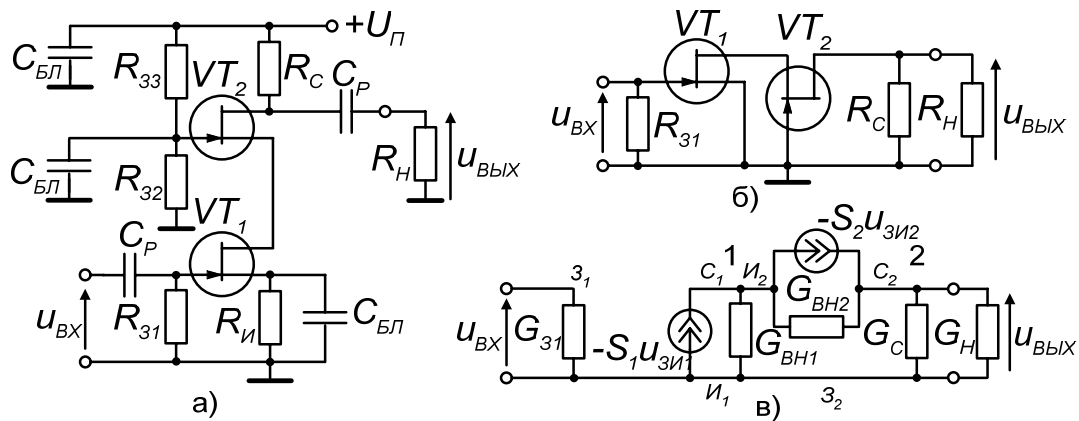


Рис.2.7. Каскодный усилитель на полевых транзисторах:

- а) принципиальная схема;
 б) промежуточная эквивалентная схема;
 в) окончательная эквивалентная схема для определения k

Напряжение левого узла на эквивалентной схеме рис.2.7в задано как $u_{ВХ}$ и не требует определения. Система узловых уравнений для напряжений двух последующих узлов имеет вид

$$\begin{bmatrix} G_{BH1} + G_{BH2} & -G_{BH2} \\ -G_{BH2} & G_{BH2} + G_C + G_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 u_{3И1} + S_2 u_{3И2} \\ -S_2 u_{3И2} \end{bmatrix}.$$

Так как $u_{3И1} = u_{ВХ}$, а $u_{3И2} = -u_1$, получим

$$\begin{bmatrix} G_{BH1} + G_{BH2} + S_2 & -G_{BH2} \\ -(G_{BH2} + S_2) & G_{BH2} + G_C + G_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 u_{ВХ} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Решение этой системы приводит к следующему выражению, определяющему коэффициент передачи сигнала по напряжению :

$$k = \frac{-S_1(S_2 + G_{BH2})}{(S_2 + G_{BH1} + G_{BH2})(G_{BH2} + G_C + G_H) - G_{BH2}(S_2 + G_{BH2})}. \quad (2.17)$$

При условии $S_2 \gg (G_{BH1} + G_{BH2})$, которое, как правило, выполняется, выражение (2.17) принимает удобный для практических расчетов вид

$$k \approx \frac{-S_1}{G_C + G_H} = -S_1 R'_\Sigma, \quad (2.18)$$

где $R'_\Sigma = 1 / (G_C + G_H)$.

Сравнение формул (1.18) и (2.1) показывает, что рассматриваемый усилитель можно считать модификацией каскада с общим инжекторным электродом (в данном примере – с общим истоком). Здесь транзистор VT_2 является вспомогательным, выполняющим роль экрана между основным транзистором VT_1 и его нагрузкой R_C .

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих коэффициент передачи напряжения k каскодного усилителя с общим эмиттером (рис.2.7):

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.2.7а) к эквивалентной схеме (рис.2.7в);

1.2. для полученной эквивалентной схемы методом узловых напряжений записать систему уравнений, связывающую U_{BX} и $U_{ВЫХ} = U_2$;

1.3. получить формулы (2.17) и (2.18), определяющие коэффициент передачи напряжения k ;

1.4. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Используя [1, (п.2.5)] , начертить принципиальные схемы каскодных усилителей на биполярных транзисторах и на сочетании биполярного транзистора и полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом.

3. Аналогично п.п. 1.1 – 1.4 этого задания провести анализ режима усиления каскодных усилителей на биполярных транзисторах и на сочетании биполярного транзистора и полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом.

Контрольные вопросы

1. Каковы роли каждого из транзисторов в схемах каскодных усилителей?

2. Почему каскодный усилитель можно считать модификацией каскада с общим инжекторным электродом?
3. В чем состоит преимущество каскодных усилителей при их сравнении с каскадами с общим инжекторным электродом?
4. Как изменится величина коэффициента передачи напряжения k : при увеличении сопротивления коллекторной нагрузки; при замене транзистора VT_1 другим, имеющим большее значение S_1 ; при замене транзистора VT_2 другим, имеющим большее значение S_2 ?

2.5. Каскод с разделённой нагрузкой

Рассмотрим каскод с разделённой нагрузкой на биполярном транзисторе, схема которого дана на рис.2.8а. Переход к эквивалентной схеме режимов колебаний иллюстрируют рис.2.8б и рис.2.8в, где транзистор представлен схемой замещения рис.1.2б.

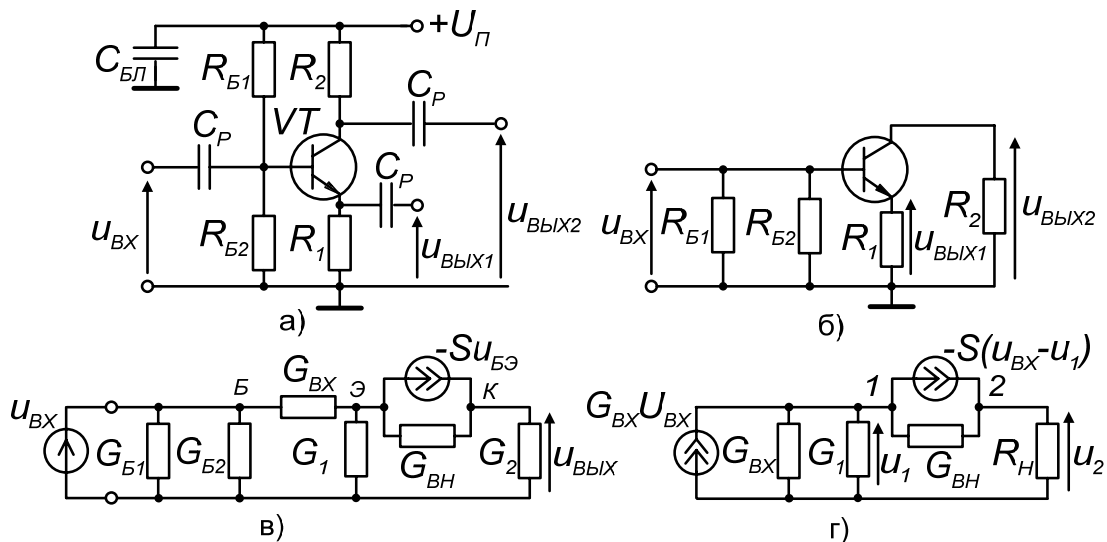


Рис. 2.8. Каскод с разделённой нагрузкой на биполярном транзисторе:

- а) принципиальная схема;
- б), в) промежуточные эквивалентные схемы;
- г) окончательная эквивалентная схема для определения k

Схеме рис.2.8г соответствует система узловых уравнений

$$\begin{bmatrix} G_{BX} + G_1 + G_{BH} & -G_{BH} \\ -G_{BH} & G_2 + G_{BH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{BX} u_{BX} + Su_{BX} - Su_1 \\ -Su_{BX} + Su_1 \end{bmatrix},$$

которую приведем к виду:

$$\begin{bmatrix} G_{BX} + G_1 + G_{BH} + S & -G_{BH} \\ -(G_{BH} + S) & G_2 + G_{BH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S + G_{BX}) u_{BX} \\ -Su_{BX} \end{bmatrix}.$$

Из последней системы находим *коэффициенты передачи напряжения*:

$$k_1 = \frac{SG_2 + G_{BX}G_2 + G_{BX}G_{BH}}{SG_2 + G_{BX}G_2 + G_{BX}G_{BH} + G_1G_{BH} + G_2G_{BH} + G_1G_2}, \quad (2.19a)$$

$$k_2 = \frac{-SG_1 + G_{BX}G_{BH}}{SG_2 + G_{BX}G_2 + G_{BX}G_{BH} + G_1G_{BH} + G_2G_{BH} + G_1G_2}. \quad (2.19б)$$

Из формул (2.19) видно, что для рассматриваемого каскада на биполярном транзисторе, при условии, когда

$$G_1 = G_2 + \frac{G_{BX}(G_2 + 2G_{BH})}{S},$$

достигается равенство $k_2 = -k_1$, при котором на выходе каскада **формируются сигналы одинаковой величины с противоположными знаками**. Каскады и другие цепи, обладающие этим свойством, называют *фазоинверторами*.

При условии $S \gg G_1; G_2; G_{BH}; G_{BX}$ имеем приближенные соотношения

$$k_1 \approx 1; \quad k_2 \approx -\frac{G_1}{G_2}. \quad (2.20)$$

Равенство $k_2 = -k_1$ при указанном условии теперь достигается, когда $G_1 = G_2$. Если в рассматриваемом каскаде в качестве ЭП использовать полевой транзистор, то, поскольку $G_{BX} = 0$, при равенстве G_1 и G_2 имеем

$$k_2 = -k_1 = \frac{S}{S + 2G_{BH} + G_1}. \quad (2.21)$$

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формул, определяющих k каскада с разделенной нагрузкой (рис.2.8):

1.1. поэтапно осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.2.8а) к его эквивалентной схеме (рис.2.8г);

1.2. для полученной эквивалентной схемы методом узловых напряжений записать систему уравнений, связывающих U_{BX} и $U_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулы (2.19) – (2.21), определяющие коэффициенты передачи напряжения k_1 и k_2 ;

1.4. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Используя [1, (п.2.4)], начертить принципиальную схему каскада с разделенной нагрузкой на полевом транзисторе с управляющим *p-n* переходом. Аналогично п.п. 1.1 – 1.4 этого задания провести анализ режима усиления этого каскада и получить формулу (2.21).

Контрольные вопросы

1. На каком основании в эквивалентной схеме рис.2.8г использована схема замещения транзистора рис.1.2б?
2. При каком условии достигается равенство $k_2 = -k_1$ в схеме каскада на полевом транзисторе?
3. Для чего используют каскады с разделенной нагрузкой?
4. Какое явление, присущее каскаду, определяет соотношение $k_1 < 1$?
5. Какие транзисторы в каскадах с разделенной нагрузкой предпочтительнее: биполярные или полевые? Почему?

2.6. Дифференциальные усилители

2.6.1. Симметричный дифференциальный усилитель

Рассмотрим симметричный *дифференциальный усилитель* на одинаковых полевых транзисторах, схема которого представлена на рис.2.9а. Переход к эквивалентной схеме режима колебаний иллюстрируют рис.2.9б и рис.2.9в, где транзисторы представлены схемой замещения рис.1.3б. На рис.2.9г дана упрощенная эквивалентная схема каскада, выбранная для анализа.

С учетом того, что $u_{з11} = u_{вх1} - u_{и}$, а $u_{з12} = u_{вх2} - u_{и}$, с помощью метода узловых напряжений для схемы, представленной на рис.2.9в, можно составить систему уравнений третьего порядка, связывающую $u_{вх1}$, $u_{вх2}$ и $u_{вых} = u_1 - u_2$. Решение этой системы уравнений и дальнейший анализ каскада оставляем на самостоятельную работу.

Упростим эквивалентную схему каскада, представленную на рис.2.9в, полагая, что значения дифференциальных проводимостей транзисторов $G_{вн}$ столь малы, что ими можно пренебречь. Соответствующая упрощенная эквивалентная схема каскада дана на рис.2.9г.

Для этой схемы:

$$i_1 = -S(u_{вх1} - u_{и}), i_2 = -S(u_{вх2} - u_{и}).$$

Далее имеем:

$$u_1 = R_C i_1 = -R_C S(u_{вх1} - u_{и}), u_2 = R_C i_2 = -R_C S(u_{вх2} - u_{и}).$$

И, наконец, получаем выражение, иллюстрирующее работу и поясняющее название рассматриваемого каскада:

$$u_{ВЫХ} = u_1 - u_2 = SR_C (u_{ВХ1} - u_{ВХ2}). \quad (2.22)$$

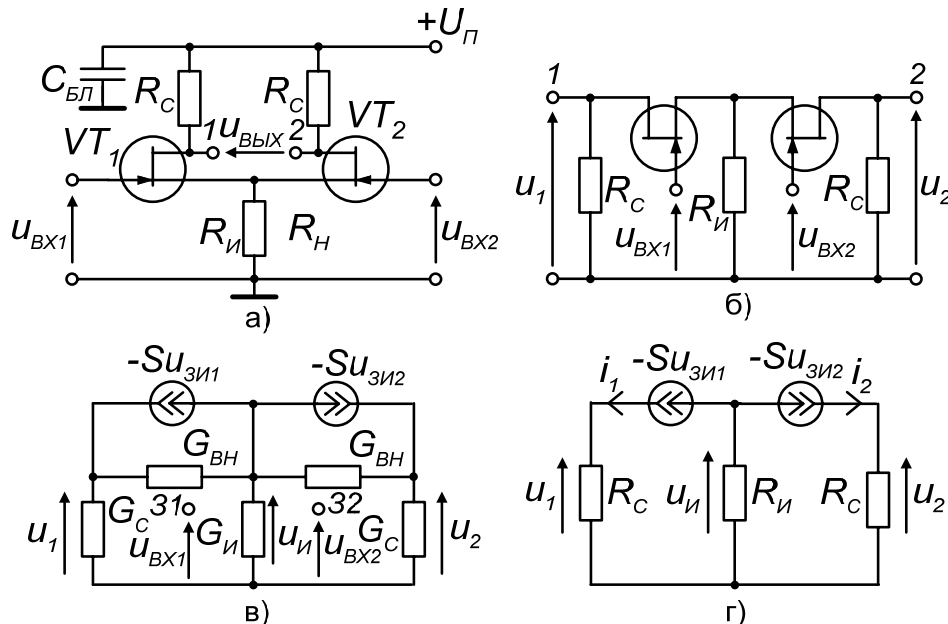


Рис.2.9. Симметричный дифференциальный усилительный каскад:

- а) принципиальная схема;
- б) промежуточная эквивалентная схема;
- в) эквивалентная схема каскада;
- г) упрощенная эквивалентная схема каскада

Из этой формулы видно, что **симметричный дифференциальный каскад усиливает разность приложенных к его входам напряжений $u_{ВХ1}$ и $u_{ВХ2}$** . Коэффициент усиления разностного сигнала пропорционален крутизне ВАХ транзистора S и величине сопротивления его нагрузки R_C .

2.6.2. Несимметричный дифференциальный усилитель

Рассмотрим несимметричный *дифференциальный усилитель* на одинаковых полевых транзисторах, схема которого представлена на рис.2.10а. Переход к эквивалентной схеме режима колебаний иллюстрируют рис.2.10б и рис.2.10в, где транзисторы представлены схемой замещения рис.1.3б.

С учетом того, что $u_{3И1} = u_{ВХ} - u_1$, а $u_{3И2} = -u_1$, схеме, представленной на рис.2.10в, соответствует система узловых уравнений:

$$\begin{bmatrix} G_{И} + 2G_{ВН} & -G_{ВН} \\ -G_{ВН} & G_C + G_{ВН} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Su_{ВХ} - 2Su_1 \\ Su_1 \end{bmatrix}.$$

После упорядочивания она принимает вид:

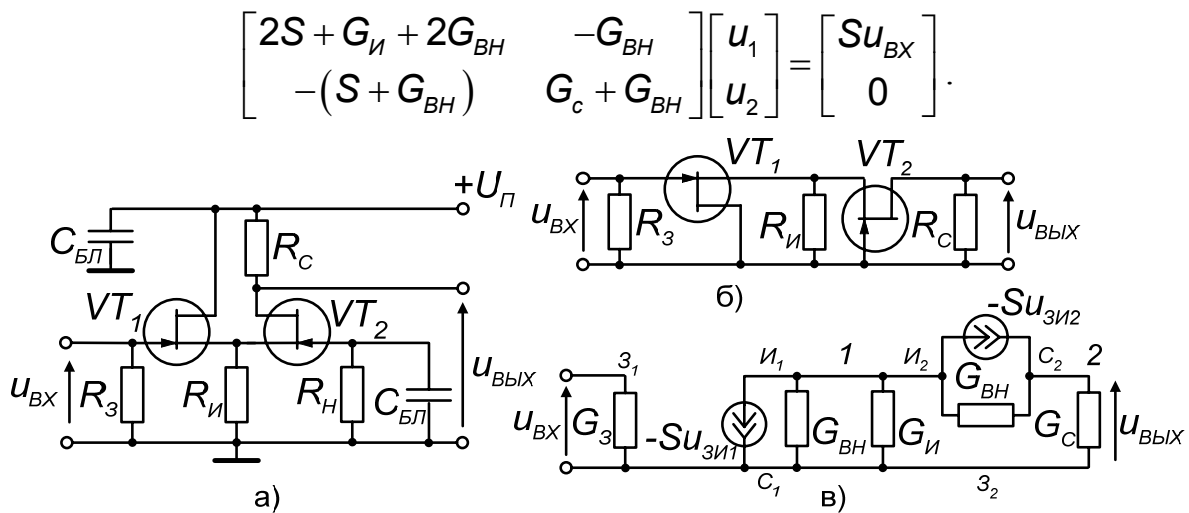


Рис.2.10. Несимметричный дифференциальный усилитель:

а) принципиальная схема;

б) промежуточная эквивалентная схема;

в) окончательная эквивалентная схема для определения k

При условии $S \gg G_{\text{ВН}}, G_{\text{И}}$, которое практически всегда выполняется, имеем

$$\begin{bmatrix} 2S & -G_{\text{ВН}} \\ -S & G_{\text{С}} + G_{\text{ВН}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Su_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Решение последней системы уравнений приводит к выражению, определяющему коэффициент передачи напряжения

$$k = \frac{S}{2G_{\text{С}} + G_{\text{ВН}}} = SR_{\text{Э}}, \quad (2.23)$$

где $R_{\text{Э}} = 1/(2G_{\text{С}} + G_{\text{ВН}})$ – эквивалентное сопротивление.

Из этой формулы следует, что при усилении **сигнал сохраняет свою полярность, увеличиваясь** пропорционально крутизне ВАХ. То есть несимметричный дифференциальный усилитель фактически является каскадом, неинвертирующим усиливаемые сигналы.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при выводе формулы (2.22), определяющей работу симметричного дифференциального усилительного каскада, схема которого представлена на рис.2.9:

1.1. осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.2.9а) к его упрощенной эквивалентной схеме (рис.2.9г);

1.2. для этой схемы получить формулу (2.22);

1.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Проанализировать работу несимметричного дифференциального усилительного каскада, схема которого представлена на рис.2.10:

2.1. Для эквивалентной схемы каскада, представленной на рис. 2.10в, методом узловых напряжений записать систему уравнений, связывающую $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$, а затем упростить ее при указанном условии.

2.2. Решая полученную систему уравнений, получить выражение (2.23), определяющее коэффициент передачи напряжения каскада.

3. Осмыслить результаты анализа каскада в одном и другом случаях, записать в тетради соответствующие выводы.

4. Используя [1,(2.7)], начертить принципиальные схемы и соответствующие им эквивалентные схемы несимметричных и симметричных дифференциальных усилителей на биполярных и полевых транзисторах. Осмыслить принцип их работы.

Контрольные вопросы

1. Почему рассматриваемые в этом пункте каскады называют дифференциальными усилителями?
2. Что означают термины «симметричный и несимметричный дифференциальный каскад»?
3. Почему дифференциальные усилители нечувствительны: к синфазным составляющим сигналов, к изменениям температуры, к пульсациям напряжения источника питания, к синфазным сигналам наводки?
4. Как изменится величина коэффициента усиления разностного сигнала: при замене транзисторов другими, имеющими большее значение крутизны S ; при уменьшении сопротивлений нагрузок транзисторов R_K ?

3. Анализ резисторных каскадов с учётом ёмкостей

В примерах предыдущего раздела, иллюстрирующего анализ резисторных каскадов, не учитывалось влияние имеющихся в их составе различных *ёмкостных элементов*, присущих как реальным конденсаторам C_P и $C_{БЛ}$, так и физическим параметрам других радиокомпонентов, в том числе присущих процессам, происходящим в электронных приборах.

Наличие емкостей в составе любой цепи обуславливает зависимость ее параметров от частоты колебаний. В резисторных усилительных каскадах это приводит к частотной зависимости их основных характеристик – коэффициента передачи сигнала, входного и выходного сопротивлений.

Здесь покажем, как находят *комплексные передаточные функции* $K(\omega)$ и *входные сопротивления* $Z_{ВХ,К}$ каскадов на ЭП в условиях усиления малых сигналов с учетом влияния различных емкостей на частотные характеристики усилителя. Как и в п. 2, для упрощения анализа схемы источники входных сигналов будем представлять источниками напряжения с задающими напряжениями, равными $U_{ВХ}$.

3.1. Влияние емкостей, шунтирующих сигналы

В первую очередь рассмотрим влияние емкостей, которые на эквивалентных схемах каскадов включены параллельно резистивным нагрузкам ЭП и каскада. С увеличением частоты сопротивление емкостей уменьшается, приводя к шунтированию нагрузок и, как следствие, к уменьшению коэффициента усиления высокочастотных составляющих сигнала.

В качестве примера рассмотрим усилительный каскад на полевом транзисторе с общим истоком, схема которого дана на рис.3.1а.

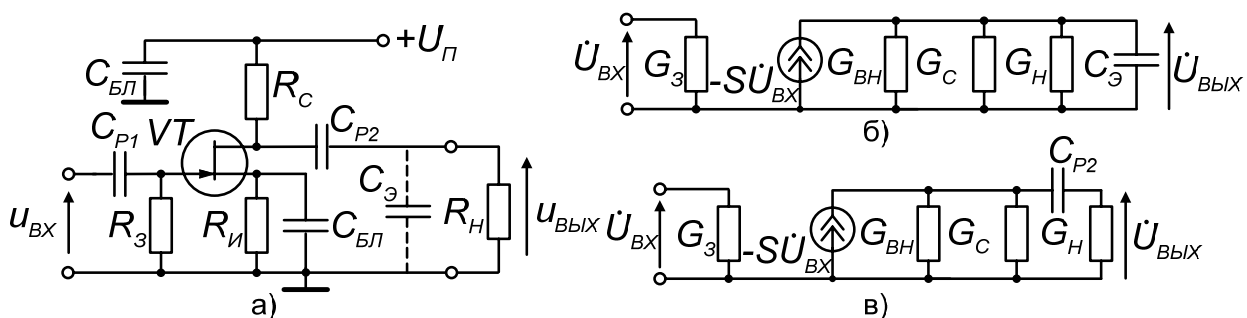


Рис.3.1. Каскад на полевом транзисторе с общим истоком:

- а) принципиальная схема;
- б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$ с учетом шунтирующих емкостей;
- в) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$ с учетом емкости разделительного конденсатора

На рис.3.1б представлена эквивалентная схема каскада, в которой наряду с резистивными элементами учтены: выходная емкость транзистора $C_{си}$, емкость монтажа C_M и входная емкость нагрузки каскада C_H , представленные элементом с эквивалентной емкостью $C_{\Sigma} = C_{си} + C_M + C_H$. Такие эквивалентные схемы, хорошо описывающие характеристики усилительных каскадов в области высоких частот, называют *высокочастотными*.

Для эквивалентной схемы, приведенной на рис.3.1б, методом узловых напряжений в комплексной форме запишем уравнение для комплексной амплитуды выходного напряжения $\dot{U}_{Вых}$

$$(G_{\Sigma} + j\omega C_{\Sigma})\dot{U}_{Вых} = -S\dot{U}_{Вх},$$

где $G_{\Sigma} = G_{ВН} + G_{СТ} + G_H$ – суммарная эквивалентная проводимость.

Из этого уравнения следует формула, определяющая *комплексную передаточную функцию* каскада

$$K(\omega) = \frac{-SR_{\Sigma}}{1 + j\omega C_{\Sigma}R_{\Sigma}} = \frac{k}{1 + j\omega\tau_B}. \quad (3.1)$$

Здесь: $k = -SR_{\Sigma}$ – коэффициент передачи сигнала по напряжению без учета влияния емкостей (см. пример 2.1); $\tau_B = C_{\Sigma}R_{\Sigma}$ – постоянная времени перезаряда емкости C_{Σ} .

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада из (3.1) определяются выражениями:

$$|K(\omega)| = \frac{SR_{\Sigma}}{\sqrt{1 + (\omega C_{\Sigma}R_{\Sigma})^2}} = \frac{|k|}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}, \quad (3.2a)$$

$$\arg K(\omega) = \pi - \arctg \omega C_{\Sigma}R_{\Sigma} = \pi - \arctg \omega\tau_B. \quad (3.2б)$$

Из формулы (3.2) видно, что с увеличением частоты коэффициент усиления уменьшается, т.е. каскад фактически является *фильтром нижних частот*, граничная частота которого определяется формулой

$$\omega_{ГР} = 1/(C_{\Sigma}R_{\Sigma}) = 1/\tau_B.$$

Таким образом, следует, что **емкости, шунтирующие сигналы, обуславливают ограничение диапазона частот усиливаемых колебаний.**

Заметим также, что произведение величин коэффициента усиления $|k|$ и граничной частоты $\omega_{ГР}$

$$|k|\omega_{ГР} = S/C_{\Sigma} \quad (3.3)$$

является постоянной величиной, зависящей только от S и C_{Σ} .

Следовательно, чем шире диапазон частот усиливаемых колебаний, тем меньше коэффициент усиления каскада, и наоборот.

На рис.3.2а приведен нормированный по максимуму график амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) каскада в рассмотренном приближении, учитывающем шунтирующие емкости. На графике по оси абсцисс в логарифмическом масштабе отложена частота $f = \omega/2\pi$.

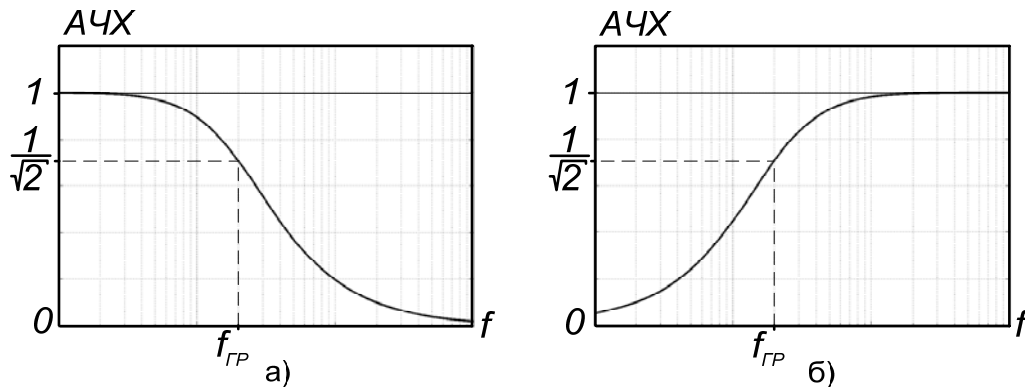


Рис.3.2 Амплитудно-частотные характеристики усилительного каскада:
а) с учетом емкостей, шунтирующих сигнал;
б) с учетом емкости разделительного конденсатора

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при анализе влияния емкостей, шунтирующих сигналы, на характеристики каскада с общим истоком, представленного на рис.3.1а:

1.1. осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.3.1а) к его эквивалентной схеме, данной на рис.3.1б;

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $\dot{U}_{ВХ}$ и $\dot{U}_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулу (3.1), определяющую комплексную передаточную функцию каскада, и формулы (3.2), выражающие амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики каскада;

1.4. решая уравнение $|K(\omega_{ГР})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, получить формулу, определяющую верхнюю граничную частоту усиливаемых колебаний;

1.5. получить формулу (3.3), определяющую связь коэффициента усиления каскада и диапазона частот усиливаемых колебаний;

1.6. осмыслить полученные выражения, начертить график АЧХ каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Аналогично п.п. 1.1 – 1.6 провести анализ влияния емкостей, шунтирующих сигналы, на характеристики: а) каскада на биполярном транзисторе, представленного на рис.2.2; б) повторителя на полевом транзисторе, представленного на рис.2.3.

Контрольные вопросы

1. Какие емкости шунтируют усиливаемые сигналы?
2. В чем проявляется их влияние?
3. Каков физический смысл параметра $\tau_B = C_{\Sigma} R_{\Sigma}$, присутствующего в формулах (3.1) и (3.2)?
4. Какой важный вывод следует из формулы (3.3)?
5. Как изменятся коэффициент усиления каскада и верхняя граничная частота усиливаемых колебаний при увеличении сопротивления резистора R_C ?

3.2. Влияние емкостей разделительных конденсаторов

Продолжим рассмотрение усилительного каскада (рис.3.1а), начатое в предыдущем пункте, учитывая здесь только влияние разделительного конденсатора C_{P2} . Соответствующая эквивалентная схема дана на рис.3.1в.

Для неё методом узловых напряжений в комплексной форме запишем уравнения для комплексных амплитуд напряжений узлов \dot{U}_1 и \dot{U}_2

$$\begin{bmatrix} G_{BH} + G_C + j\omega C_{P2} & -j\omega C_{P2} \\ -j\omega C_{P2} & G_H + j\omega C_{P2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S\dot{U}_{BX} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Решая эту систему уравнений и замечая, что $\dot{U}_{Вых} = \dot{U}_2$, находим *комплексную передаточную функцию* каскада

$$K(\omega) = \frac{-SR_{\Sigma}}{1 - j \frac{1}{\omega C_{P2} \left(R_H + \frac{R_{BH} R_C}{R_{BH} + R_C} \right)}} = \frac{k}{1 - j \frac{1}{\omega \tau_H}}. \quad (3.4)$$

Здесь: $k = -SR_{\Sigma}$ – коэффициент передачи сигнала по напряжению без учета влияния емкостей; $G_{\Sigma} = G_{BH} + G_C + G_H$; $\tau_H = C_{P2} (R_H + (R_{BH} R_C / (R_{BH} + R_C)))$ – постоянная времени перезаряда емкости разделительного конденсатора C_{P2} .

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада из (3.4) определяются выражениями:

$$\begin{aligned} |K(\omega)| &= \frac{|k|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \tau_H)^2}}}, \\ \arg K(\omega) &= \pi + \arctg \left(\frac{1}{\omega \tau_H} \right). \end{aligned} \quad (3.5)$$

Из формулы (3.5) видно, что коэффициент усиления уменьшается с уменьшением частоты, т.е. каскад фактически является *фильтром верхних частот*, граничная частота которого $\omega_{ГР} = 1/(C_{P2}R_{\Sigma}) = 1/\tau_H$, где $R_{\Sigma} = R_H + (R_{BH}R_{CT}/(R_{BH} + R_C))$.

Нормированный по максимуму график амплитудно-частотной характеристики каскада в рассмотренном приближении, учитывающем разделительную емкость, приведен на рис.3.2б. На графике по оси абсцисс в логарифмическом масштабе отложена частота $f = \omega/2\pi$.

Анализ того же каскада (рис.3.1а) с учетом емкостей C_{Σ} и C_{P2} одновременно, проведенный аналогично предыдущим случаям, при условии $C_{\Sigma} \ll C_{P2}$ приводит к выражению

$$K(\omega) = \frac{-SR_{\Sigma}}{1 + j \left[\omega C_{\Sigma} R_{\Sigma} - \frac{1}{\omega C_{P2} \left(R_H + \frac{R_{BH} R_C}{R_{BH} + R_C} \right)} \right]} = \frac{k}{1 + j \left(\omega \tau_B - \frac{1}{\omega \tau_H} \right)}. \quad (3.6)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада из (3.6) определяются выражениями:

$$|K(\omega)| = \frac{|k|}{\sqrt{1 + \left(\omega \tau_B - \frac{1}{\omega \tau_H} \right)^2}}, \quad \arg K(\omega) = \pi - \arctg \left(\omega \tau_B - \frac{1}{\omega \tau_H} \right). \quad (3.7)$$

Из полученных формул теперь видно, что каскад по сути – *полосовой фильтр*, усиливающий сигналы в полосе частот от $\omega_{ГР.Н} = 1/(C_{P2}R_{\Sigma}) = 1/\tau_H$ до $\omega_{ГР.В} = 1/(C_{\Sigma}R_{\Sigma}) = 1/\tau_B$. Его нормированная по максимуму амплитудно-частотная характеристика в логарифмическом масштабе частоты приведена на рис.3.3.

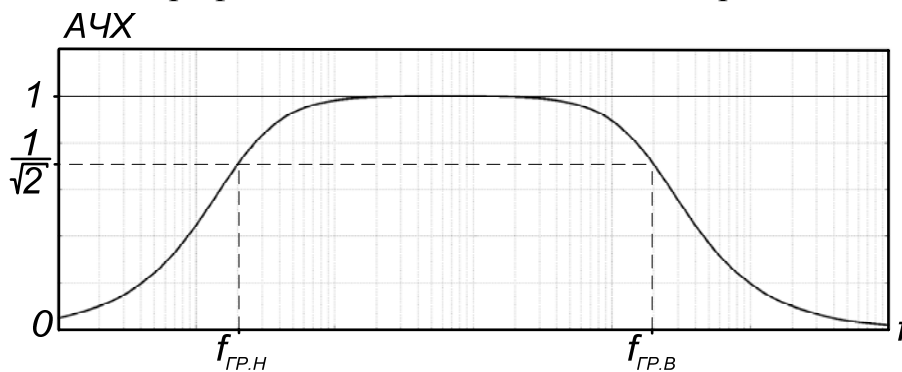


Рис.3.3. Амплитудно-частотная характеристика усилительного каскада с учетом разделительной емкости и емкостей, шунтирующих сигнал

Следует отметить, что в современной схемотехнике усилителей, как правило, обходятся без разделительных конденсаторов и, поэтому, рассмотренный здесь последний пример преследует учебные цели.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при анализе влияния разделительного конденсатора на характеристики каскада с общим истоком, представленного на рис.3.1а:

1.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.3.1а) к эквивалентной схеме, данной на рис.3.1в;

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать систему уравнений, связывающую $\dot{U}_{ВХ}$ и $\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_2$;

1.3. получить формулу (3.4), определяющую комплексную передаточную функцию каскада, и формулы (3.5), выражающие амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики каскада;

1.4. решая уравнение $|K(\omega_{ГР})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, получить формулу, определяющую нижнюю граничную частоту усиливаемых колебаний;

1.5. осмыслить полученные выражения, начертить график АЧХ каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Аналогично п.п. 1.1 – 1.6, провести анализ совместного влияния на характеристики каскада разделительного конденсатора и емкостей, шунтирующих сигналы. Получить формулу (3.6), определяющую комплексную передаточную функцию каскада, и формулы (3.7), выражающие амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики. Начертить график АЧХ каскада с учетом указанных емкостей.

Контрольные вопросы

1. В чем проявляется влияние емкостей разделительных конденсаторов усилительных каскадов?
2. Каков физический смысл параметра τ_H , присутствующего в формулах (3.4) и (3.5)?
3. Как нужно изменить емкость разделительного конденсатора, чтобы понизить нижнюю граничную частоту усиливаемых колебаний?

3.3. Влияние проходных емкостей

Теперь покажем, как исследуется влияние на передаточные функции и входные сопротивления усилителей *проходных емкостей* – емкостей, находящихся между входными и выходными цепями каскадов. В качестве примера продолжим рассмотрение выбранного ранее усилителя (рис.3.1а). Здесь проход-

ной является емкость между затвором и стоком транзистора $C_{зс}$ физической схемы замещения транзистора (рис.1.3в). Эквивалентные схемы каскада, учитывающие только эту емкость $C_{зс} = C_{пр}$ и введенную выше суммарную проводимость $G_{\varepsilon} = G_{BH} + G_C + G_H$, приведены на рис.3.4а и рис.3.4б.

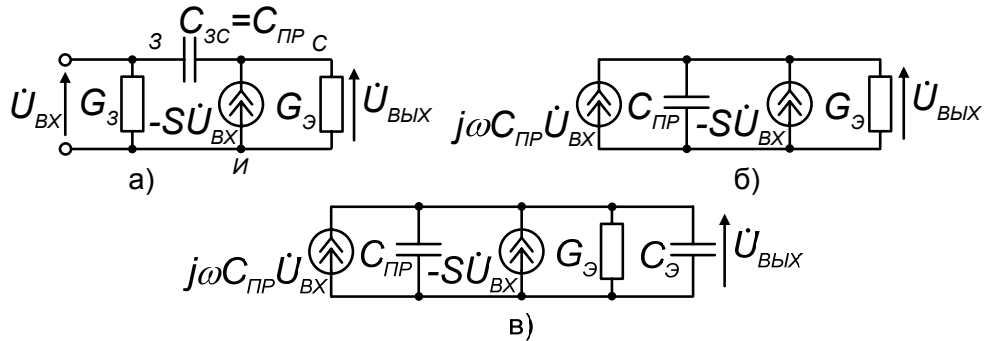


Рис.3.4. Эквивалентные схемы каскада на полевом транзисторе с общим истоком для определения $K(\omega)$:

а), б) с учетом проходной емкости;

в) с учетом проходной емкости и емкости, шунтирующей сигнал

Для схемы рис.3.4б записываем уравнение, связывающее комплексные амплитуды \dot{U}_{BX} и \dot{U}_{BbIX} ,

$$(G_{\varepsilon} + j\omega C_{пр})\dot{U}_{BbIX} = -(S - j\omega C_{пр})\dot{U}_{BX}.$$

Из него следует выражение, определяющее *комплексную передаточную функцию* каскада,

$$K(\omega) = -\frac{S - j\omega C_{пр}}{G_{\varepsilon} + j\omega C_{пр}} = -R_{\varepsilon} \frac{S - j\omega C_{пр}}{1 + j\omega C_{пр} R_{\varepsilon}}. \quad (3.8)$$

Из (3.8) получаем формулу для *амплитудно-частотной характеристики* каскада

$$|K(\omega)| = R_{\varepsilon} \frac{\sqrt{S^2 + (\omega C_{пр})^2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}}, \quad (3.9)$$

где $\tau_B = C_{пр} R_{\varepsilon}$ – постоянная времени перезаряда емкости $C_{пр}$.

Из формулы (3.9) видно, что коэффициент усиления с ростом частоты уменьшается от значения $|k| = SR_{\varepsilon}$ до единицы. Таким образом, **проходная емкость $C_{пр}$ подобно емкости C_{ε} , влияние которой выяснено в п.3.1, оказывает шунтирующее действие**, ограничивая сверху диапазон частот усиливаемых колебаний.

Эквивалентные схемы рассматриваемого каскада, учитывающие обе указанные емкости, представлены на рис.3.4в. Уравнение для комплексной амплитуды выходного напряжения $\dot{U}_{ВЫХ}$ в этом случае имеет вид:

$$(G_3 + j\omega(C_3 + C_{ПР}))\dot{U}_{ВЫХ} = -(S - j\omega C_{ПР})\dot{U}_{ВХ},$$

откуда находим *комплексную передаточную функцию* каскада

$$K(\omega) = -\frac{(S - j\omega C_{ПР})R_3}{1 + j\omega(C_3 + C_{ПР})R_3} = -SR_3 \frac{1 - \frac{j\omega C_{ПР}}{S}}{1 + j\omega(C_3 + C_{ПР})R_3}. \quad (3.10)$$

Анализируя последнее выражение, замечаем, что с увеличением частоты коэффициент усиления уменьшается от значения $|k| = SR_3$ при $\omega=0$ до значения $|k| = C_{ПР}/(C_3 + C_{ПР})$ при $\omega \rightarrow \infty$.

Входную проводимость каскада определяют отношением $Y_{ВХ.К} = \dot{I}_{ВХ}/\dot{U}_{ВХ}$, где неизвестным является входной ток $I_{ВХ}$. Чтобы определить его, используем эквивалентные представления исходной схемы рис.3.1а, приведенные на рис.3.5. Здесь учтены емкости транзистора: входная $C_{ЗИ}$ и проходная емкость $C_{ПР} = C_{ЗС}$.

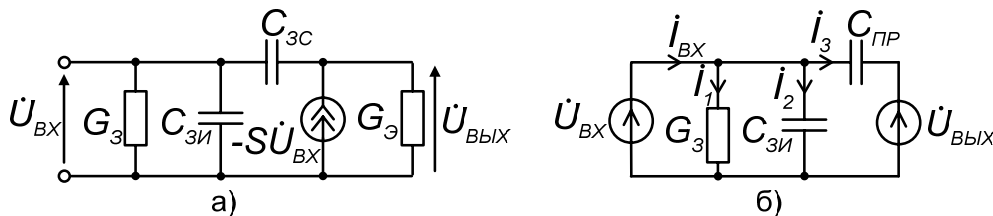


Рис.3.5. Эквивалентные схемы каскада на полевом транзисторе с общим истоком для определения $Z_{ВХ.К}$ с учетом проходной емкости

Для схемы рис.3.5б, суммируя токи ветвей i_1 , i_2 и i_3 с учетом полученного выше соотношения $\dot{U}_{ВЫХ} = -SR_3\dot{U}_{ВХ}$, находим входной ток

$$\begin{aligned} i_{ВХ} &= G_3\dot{U}_{ВХ} + j\omega C_{3И}\dot{U}_{ВХ} + j\omega C_{ПР}(\dot{U}_{ВХ} - \dot{U}_{ВЫХ}) = \\ &= (G_3 + j\omega C_{3И} + j\omega C_{ПР}(1 + SR_3))\dot{U}_{ВХ} = \\ &= (G_3 + j\omega C_{3И} + j\omega C_{ПР}(1 + |k|))\dot{U}_{ВХ}, \end{aligned}$$

а затем *входную проводимость*

$$Y_{ВХ.К} = G_3 + j\omega(C_{3И} + C_{ПР}(1 + |k|)). \quad (3.11)$$

Последняя формула показывает, что в усилительных каскадах с общим инжекторным электродом **проходные емкости существенно влияют на входное сопротивление каскада $Z_{ВХ.К} = 1/Y_{ВХ.К}$, значительно увеличивая его входную емкость, т.е. уменьшая входное сопротивление с ростом частоты.** Можно показать, что этот эффект отсутствует в усилительных каскадах с общим управляющим электродом, что и определяет широкое использование последних в усилителях, работающих на высоких частотах.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, используемых при анализе влияния проходной емкости на характеристики каскада с общим истоком, представленного на рис.3.1а:

1.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.3.1а) к эквивалентной схеме, данной на рис.3.4б, учитывающей только проходную емкость $C_{ПР}$;

1.2. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $\dot{U}_{ВХ}$ и $\dot{U}_{ВЫХ}$;

1.3. получить формулу (3.8), определяющую комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$, и формулу (3.9), выражающую амплитудно-частотную характеристику каскада с учетом емкости $C_{ПР}$;

1.4. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.3.1а) к эквивалентной схеме, данной на рис.3.4б, учитывающей проходную емкость $C_{ПР}$ и емкость $C_{Э}$, шунтирующую сигнал;

1.5. для полученной эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $\dot{U}_{ВХ}$ и $\dot{U}_{ВЫХ}$;

1.6. получить формулу (3.10), определяющую комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$;

1.7. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.3.1а) к эквивалентным схемам, данным на рис.3.5, учитывающим емкости транзистора: входную $C_{ЗИ}$ и проходную $C_{ПР} = C_{ЗС}$;

1.8. получить формулу (3.11), определяющую комплексную входную проводимость каскада $Y_{ВХ.К}$;

1.5. осмыслить полученные выражения, записать в тетради соответствующие выводы.

Контрольные вопросы

1. В чем проявляется влияние проходных емкостей усилительных каскадов?
2. Каков физический смысл параметра τ_B , присутствующего в формулах (3.8) и (3.9)?
3. Какое влияние оказывают проходные емкости на амплитудно-частотную характеристику и на комплексное входное сопротивление усилительных каскадов?

4. Анализ избирательных усилителей

В этом пункте рассмотрим примеры, поясняющие анализ усилительных каскадов, содержащих в своем составе резонансные цепи – одиночные и связанные колебательные контуры. Их наличие обуславливает сочетание в одном каскаде явлений усиления и резонанса, обеспечивая тем самым частотную избирательность усилителей. К числу основных параметров таких каскадов относятся: *частота настройки ω_H , полоса пропускания $\Delta\omega_H$* , определяемая как разность граничных частот амплитудно-частотной характеристики, $\Delta\omega_H = \omega_{ГР.В} - \omega_{ГР.Н}$ и *коэффициент усиления K* , определяемый, как правило, на частоте ω_H . Все эти параметры определяются *комплексной передаточной функцией каскада $K(\omega)$* .

Из рассмотренных выше в п. 2 каскадов, для конструирования *избирательных усилителей* приемлемы каскады с общим инжекторным электродом (п. 2.1), каскады с общим управляющим электродом (п.2.4) и каскодные усилители (п.2.5). Замена в любом из них резисторов коллекторных нагрузок ЭП колебательными цепями (контурами) превращает эти каскады в избирательные (резонансные). При анализе процесса усиления, как и выше, будем полагать сигналы достаточно малыми, чтобы использовать малосигнальные схемы замещения ЭП, а источники входных сигналов будем представлять источниками напряжения с задающими напряжениями, равными $U_{ВХ}$. Влиянием емкостей $C_{БЛ}$ и C_P на частотные характеристики каскада будем пренебрегать, а емкости физических схем замещения ЭП, нагрузки, монтажа и другие будем учитывать по мере необходимости.

4.1. Каскады с одиночными контурами

4.1.1. Резонансный усилительный каскад с общим эмиттером

В качестве первого примера рассмотрим *резонансный* усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером, схема которого дана на рис.4.1а.

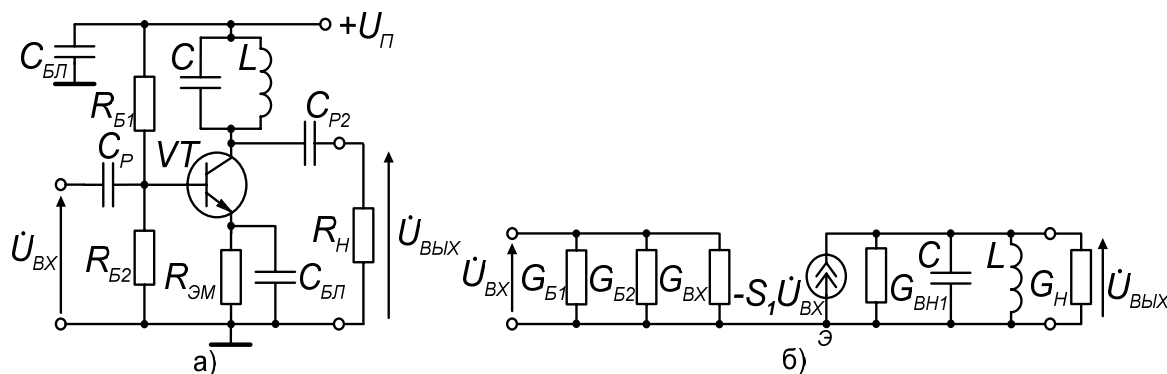


Рис.4.1. Резонансный усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером:

а) принципиальная схема;

б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$

Сравнивая эту схему с рассмотренной выше в п. 2.1 схемой, приведенной на рис.2.2а, заметим, что они отличаются только нагрузкой транзистора. В схеме рис.2.1а это резистор R_K , здесь – колебательный контур с конденсатором C и катушкой индуктивности L . Анализируя эквивалентную схему каскада, данную на рис.4.1б, подобно тому, как это выполнено в п.2.1, получим выражение, определяющее комплексную передаточную функцию усилителя:

$$\left(G_{BH} + G_H + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) \dot{U}_{ВЫХ} = -S \dot{U}_{ВХ},$$

$$K(\omega) = -\frac{S}{G_{\Sigma} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = -SR_{\Sigma}N(\omega), \quad (4.1)$$

где $G_{\Sigma} = G_{BH} + G_H$ – эквивалентная проводимость,

$$N(\omega) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} - \text{сомножитель, описывающий явление резонанса}$$

с его основными параметрами: резонансной частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ и добротностью $Q = \omega_0 CR_{\Sigma}$.

Этот сомножитель отличает формулу (4.1) от (2.1), и именно он определяет зависимость коэффициента усиления от частоты. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада из (4.1) определяются выражениями:

$$|K(\omega)| = SR_{\Sigma} |N(\omega)| = \frac{SR_{\Sigma}}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}, \quad (4.2)$$

$$\arg K(\omega) = \pi - \arctg Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$

Из полученных формул следует, что **максимальный коэффициент усиления $k_{max} = SR_{\Sigma}$ достигается на резонансной частоте контура ω_0** . Она и определяет частоту настройки усилителя, т.е. $\omega_H = \omega_0$. Амплитудно-частотная характеристика каскада имеет вид резонансной кривой, обуславливающей линейные искажения сигналов, пропорциональные сомножителю $N(\omega)$. Полоса пропускания $\Delta\omega_{П}$ определяется добротностью Q . Полярность сигналов при усилении изменяется.

4.1.2. Резонансный усилительный каскад с общей базой

В качестве второго примера рассмотрим *резонансный* усилительный каскад на биполярном транзисторе с общей базой, схема которого дана на рис.4.2а. Сравнивая ее со схемой рис.2.6а, рассмотренной выше в п. 2.4, заметим, что и в этом случае они отличаются только нагрузкой транзистора. Здесь нагрузка транзистора – это также колебательный контур с катушкой индуктивности L и конденсатором C , включенным между коллектором и общим узлом.

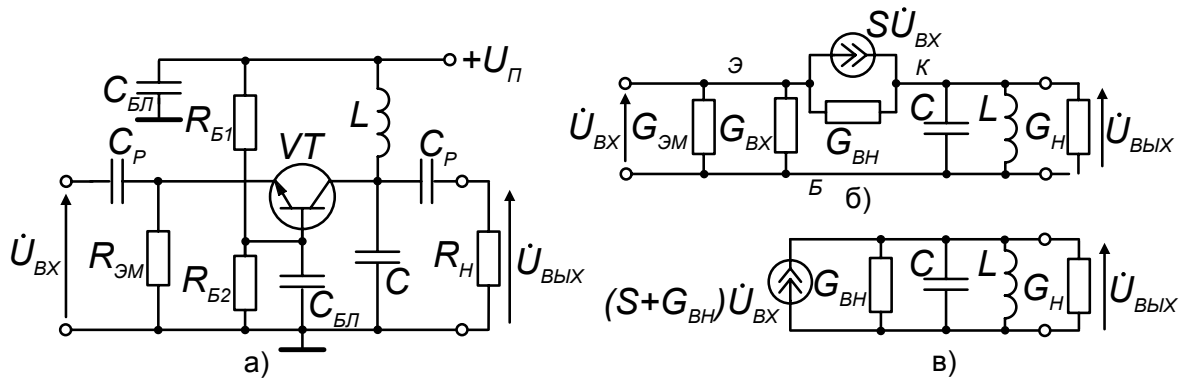


Рис.4.2. Резонансный усилительный каскад на биполярном транзисторе с общей базой:
а) принципиальная схема;
б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$;
в) окончательная эквивалентная схема для определения $K(\omega)$

Анализируя эквивалентную схему каскада, представленную на рис.4.2в, подобно тому, как это выполнено в п.2.4, имеем

$$\left(G_{BH} + G_H + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) \dot{U}_{ByIX} = (S + G_{BH}) \dot{U}_{BX}.$$

Обозначим $G_{BH} + G_H = G_{\mathcal{E}}$ и получим *комплексную передаточную функцию*

$$K(\omega) = \frac{S + G_{BH}}{G_{\mathcal{E}} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}. \quad (4.3)$$

При условии $S \gg G_{BH}$, которое обычно выполняется, имеем

$$K(\omega) = \frac{S}{G_{\mathcal{E}} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = SR_{\mathcal{E}}N(\omega). \quad (4.4)$$

Заметим, что, как и в предыдущем примере, эти формулы отличаются от (2.11) и (2.12) только резонансным множителем $N(\omega)$, определяющим вид частотных характеристик каскада.

В рассмотренном усилителе **полярность сигналов сохраняется**, происходят их линейные искажения, пропорциональные $N(\omega)$, максимальный коэффициент усиления $k_{max} = SR_{\Sigma}$ достигается на резонансной частоте ω_0 .

4.1.3. Резонансный каскодный усилитель

В качестве третьего примера рассмотрим резонансный каскодный усилитель на полевых транзисторах, схема которого дана на рис.4.3а. Сравнивая ее со схемой рис.2.7а, рассмотренной выше в п. 2.5, заметим, что и в этом случае они отличаются только заменой резистора R_{CT} колебательным контуром, составленным из катушки индуктивности L и переменного конденсатора C , подключенного за разделительным конденсатором C_P .

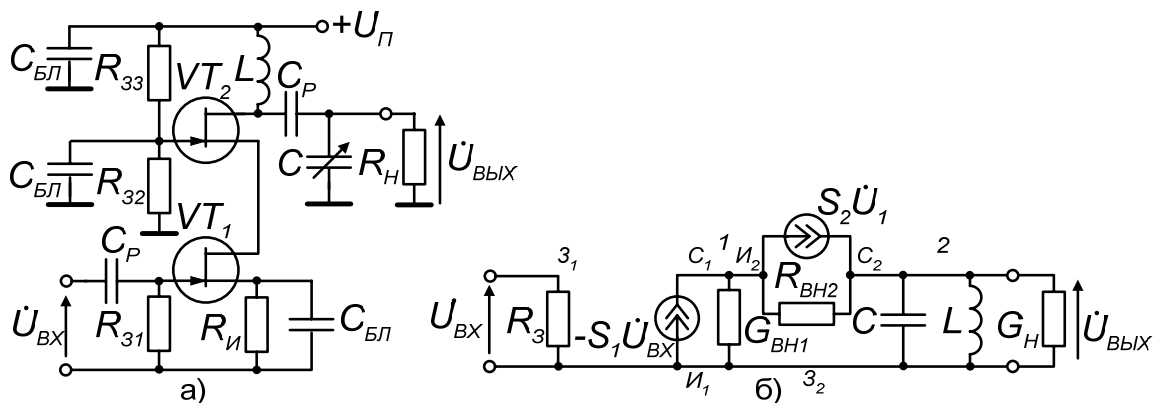


Рис.4.3. Резонансный каскодный усилитель на полевых транзисторах:

а) принципиальная схема;

б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$

Анализируя эквивалентную схему рис.4.3б этого каскада, подобно случаю, рассмотренному в п.2.5, имеем

$$\begin{bmatrix} S_2 + G_{БН1} + G_{БН2} & -G_{БН2} \\ -(S_2 + G_{БН2}) & G_{БН2} + Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 U_{ВХ} \\ 0 \end{bmatrix},$$

где $Y = G_H + j\omega C + 1/j\omega L$. При условии $S_2 \gg G_{БН1} + G_{БН2}$ получим

$$K(\omega) \approx -S_1 R_{\Sigma} N(\omega). \quad (4.5)$$

Как и в предыдущих примерах, эта формула отличается от (2.16) только резонансным множителем $N(\omega)$, определяющим вид частотных характеристик каскада. Еще раз заметим, что каскодный усилитель, фактически, является модификацией усилительного каскада с общим инжекторным электродом, предназначенной для ослабления влияния проходной емкости (см. п.3.4) на характеристики усилителя.

Таким образом, **амплитудно-частотные характеристики всех рассмотренных усилителей имеют вид резонансной кривой**, характеризующей

их избирательность и линейные искажения сигналов; **частота настройки усилителя** ω_H **определяется резонансной частотой** $\omega_H = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, на этой частоте достигается максимальный коэффициент усиления каскада $k_{MAX} = SR_{\Sigma}$, граничные частоты полосы пропускания $\omega_{ГР.В}$ и $\omega_{ГР.Н}$ определяются уравнением $|K(\omega_{ГР})| = \frac{k_{MAX}}{\sqrt{2}}$, а **ширина полосы пропускания** – формулой

$$\Delta\omega_{П} = \omega_{ГР.В} - \omega_{ГР.Н} = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (4.6)$$

График частотной характеристики избирательных усилителей с одиночными LC -резонаторами приведен на рис.4.7а.

В рассмотренных примерах не учитывалось влияние ряда второстепенных элементов: резистивностей и емкостей электронных приборов; резистивности, представляющей потери в катушке индуктивности; емкости монтажа; входной емкости нагрузки и др.

Емкости, включенные параллельно LC -контуре, добавляются к емкости контура C , уменьшая значение резонансной частоты, которая становится равной

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}},$$

где $C_{\Sigma} = C + C_{КИ} + C_M + C_H$.

Влияние проходной емкости $C_{ПР}$ на характеристики усилителей было исследовано выше в п. 3.3. Используя полученные там результаты, применительно к каскадам с общим инжекторным электродом, один из которых здесь рассмотрен в первом примере, находим формулу для *передаточной функции каскада*

$$K(\omega) = -(S - j\omega C_{ПР})R_{\Sigma}N(\omega). \quad (4.7)$$

Из полученной ранее формулы (3.11), приемлемой и к этим каскадам, следует, что заметное влияние проходные емкости оказывают на *входную проводимость* каскада, существенно **увеличивая его входную емкость**.

В случае каскадов с общим управляющим электродом, один из которых рассмотрен во втором примере, анализ *передаточной функции* приводит к формуле

$$K(\omega) = (S + j\omega C_{ПР})R_{\Sigma}N(\omega). \quad (4.8)$$

4.1.4. Резонансный усилитель с автотрансформаторной связью контура с ЭП и нагрузкой каскада

Включенные параллельно LC -контур ЭП и нагрузка каскада, обладающие резистивными свойствами, а также потери в катушке индуктивности уменьшают добротность контура Q и, следовательно, расширяют полосу пропускания каскада $\Delta\omega_p$. Если увеличение полосы пропускания по указанным причинам оказывается чрезмерным, то используют, в частности, *автотрансформаторное* (частичное) подключение к контуру ЭП и нагрузки каскада. На рис.4.4 изображена схема резонансного усилителя, отличающаяся от рассмотренного выше в п.4.1 усилителя способом включения транзистора VT и нагрузки каскада $R_H C_H$ в LC -контур, где m_1 и m_2 – коэффициенты включения ЭП и нагрузки каскада.

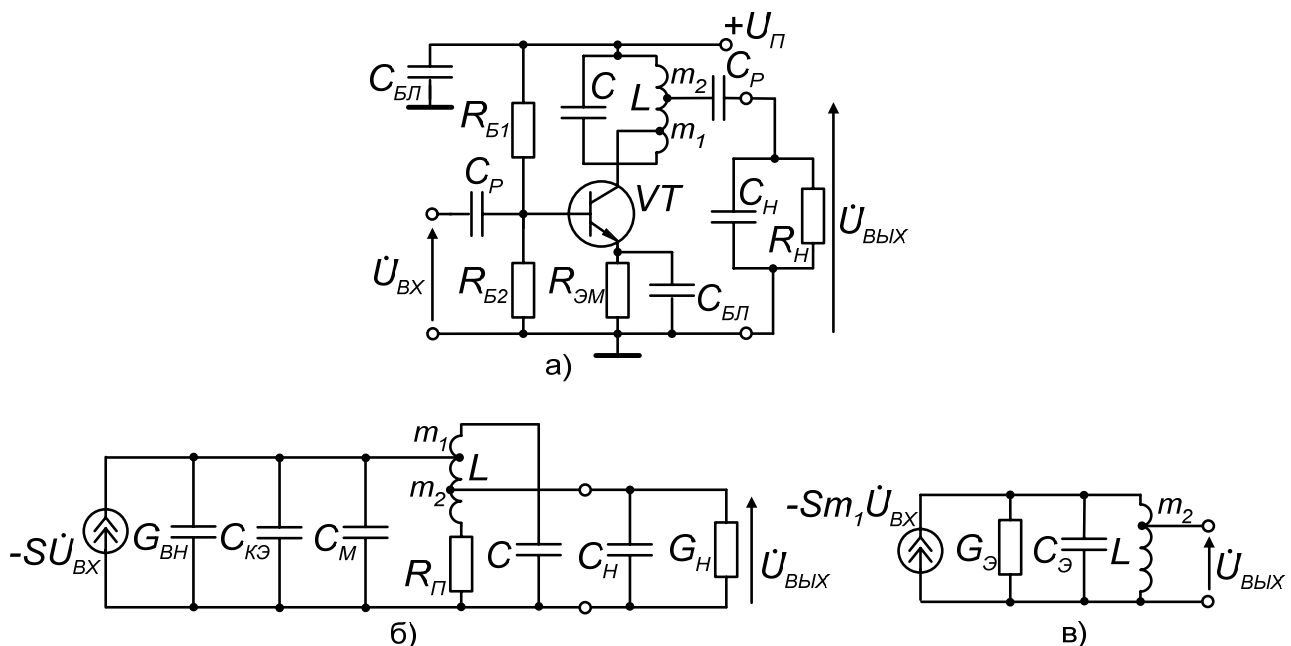


Рис.4.4. Резонансный усилитель с автотрансформаторной связью контура с транзистором и нагрузкой каскада:

- а) принципиальная схема каскада;
- б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$;
- в) окончательная эквивалентная схема для определения $K(\omega)$

На рис.4.4б представлена эквивалентная схема этого каскада, в которой учтены выходная емкость транзистора $C_{КЭ}$, емкость монтажа C_M , сопротивление потерь катушки индуктивности R_P , емкость и проводимость G_H нагрузки, но не учитывается входная часть каскада. После эквивалентных замен, приведенных на рис.4.5, эта схема принимает вид, представленный на рис.4.4в. Здесь $C_{Э}$ – полная эквивалентная емкость каскада, равная

$$C_{Э} = C + m_1^2(C_{КЭ} + C_M) + m_2^2 C_H;$$

$G_{Э}$ – полная эквивалентная проводимость каскада, равная

$$G_{Э} = G_P + m_1^2 G_{ВН} + m_2^2 G_H.$$

Для этой схемы подобно тому, как выводилась формула (4.1), получаем выражение для комплексной передаточной функции каскада

$$K(\omega) = -m_1 m_2 S R_{\Sigma} N(\omega). \quad (4.9)$$

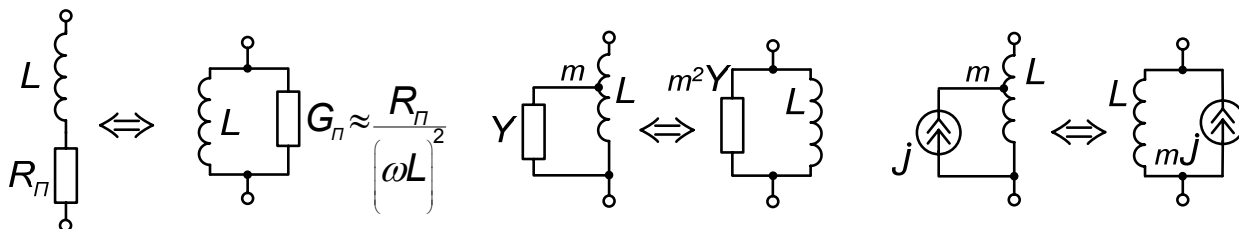


Рис.4.5. Эквивалентные представления двухполюсников

Аналогичные выражения можно получить также для схем, рассмотренных во втором и третьем примерах, при использовании в них автотрансформаторной связи контура с ЭП и нагрузкой каскада. Подбором коэффициентов m_1 и m_2 в схемах с автотрансформаторной связью осуществляют сопряжение спектра усиливаемого сигнала с полосой пропускания усилителя, обеспечивая *частотную избирательность сигналов*.

4.2. Каскады со связанными контурами

Частотная избирательность усилительного каскада существенно улучшается, если в нем используются *связанные колебательные цепи*, в простейшем случае – система двух связанных контуров. На рис.4.6а представлена принципиальная схема такого транзисторного усилителя с емкостной связью контуров, а на рис.4.6б – его эквивалентная схема, в которой опущены входные цепи каскада.

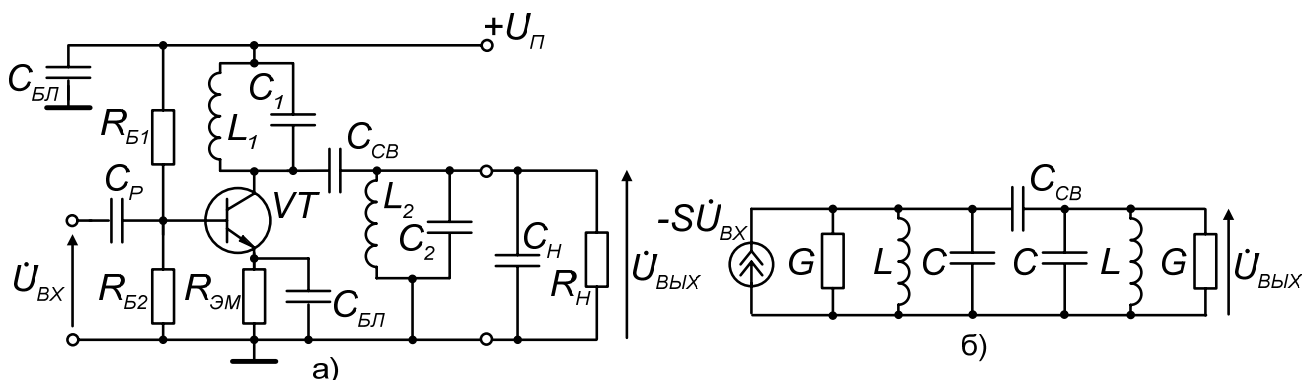


Рис.4.6. Усилитель со связанными контурами на биполярном транзисторе с емкостной связью контуров:

- а) принципиальная схема каскада;
- б) эквивалентная схема для определения $K(\omega)$

Анализ этой схемы существенно упрощается, когда связаны одинаковые резонаторы. Методом узловых напряжений записываем систему уравнений в предположении идентичности элементов, входящих в состав резонаторов эквивалентной схемы

$$\begin{bmatrix} G + j\omega(C + C_{CB}) + \frac{1}{j\omega L} & -j\omega C_{CB} \\ -j\omega C_{CB} & G + j\omega(C + C_{CB}) + \frac{1}{j\omega L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S\dot{U}_{BX} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

где: $G = G_{BH} + G_{П1} = G_{П2} + G_H$; $C = C_1 + C_{M1} + C_{КЭ} = C_2 + C_{M2} + C_H$; $L = L_1 = L_2$.

Находим решение этой системы для комплексной амплитуды выходного напряжения $\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_2$:

$$\dot{U}_{ВЫХ} = \frac{-j\omega C_{CB} S}{\left(G + j\omega(C + C_{CB}) + \frac{1}{j\omega L} \right)^2 - (j\omega C_{CB})^2} \dot{U}_{BX}$$

и получаем формулу, определяющую *комплексную передаточную функцию* усилителя

$$K(\omega) = -j\omega C_{CB} S R_2^2 N_1(\omega) N_2(\omega), \quad (4.11)$$

где

$$N_{1,2}(\omega) = \frac{1}{1 + jQ_{1,2} \left(\frac{\omega}{\omega_{01,2}} - \frac{\omega_{01,2}}{\omega} \right)},$$

$$Q_1 = \omega_{01}(C + 2C_{CB})R, \quad Q_2 = \omega_{02}CR, \quad \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L(C + 2C_{CB})}}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Форма графика *амплитудно-частотной характеристики* рассматриваемого усилителя зависит от величины связи K между контурами. При связи меньше критической ($K < K_{KP}$) она имеет вид одnogорбой кривой, при связи, равной критической ($K = K_{KP}$), она имеет вид одnogорбой кривой с плоской вершиной, при связи больше критической ($K > K_{KP}$) она имеет вид двугорбой кривой. Соответствующие графики приведены на рис.4.7б. Сравнивая их с графиком, представленным на рис.4.7а, отметим, что **крутизна скатов частотной характеристики усилителя со связанными контурами выше, чем у усилителей с одиночными контурами**. Этим свойством обеспечивается более эффективное

подавление сигналов, спектры которых лежат вне заданной полосы пропускания.

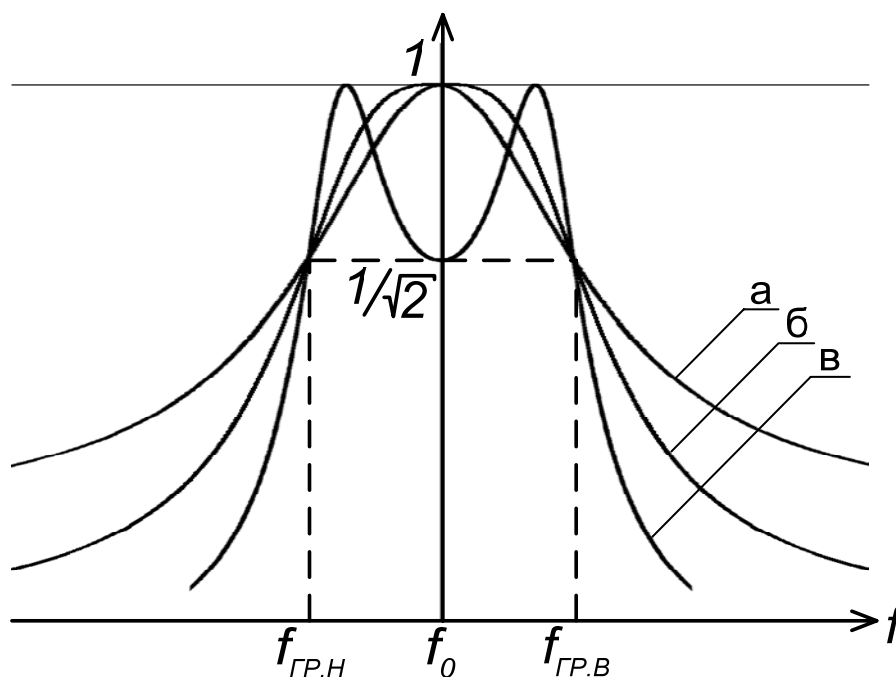


Рис.4.7. Амплитудно-частотные характеристики:

- а) одиночного колебательного контура;
- б) связанных контуров при критической связи между ними;
- в) связанных контуров при максимально допустимой связи

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, используемых при анализе резонансного усилительного каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером, схема которого дана на рис.4.1а:

1.1. осуществить переход от принципиальной схемы каскада (рис.4.1а) к эквивалентной схеме (рис.4.1б);

1.2. для этой эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_{вых}$, получить формулу (4.1), определяющую комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$, получить формулы (4.2), определяющие амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики усилителя;

1.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

2. Повторяя последовательность действий, использованных в примере 4.1.2, провести анализ резонансного усилительного каскада на биполярном транзисторе с общей базой, схема которого дана на рис.4.2а:

2.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.4.2а) к эквивалентной схеме (рис.4.2в);

2.2. для этой эквивалентной схемы записать уравнение, связывающее \dot{U}_{BX} и $\dot{U}_{ВЫХ}$, получить формулу (4.3), определяющую комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$;

2.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

3. Повторяя последовательность действий, использованных в примере 4.1.3, провести анализ резонансного каскодного усилителя на полевых транзисторах, схема которого дана на рис.4.3а:

3.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.4.3а) к эквивалентной схеме (рис.4.3б);

3.2. для этой эквивалентной схемы записать систему уравнений, связывающую \dot{U}_{BX} и $\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_2$, получить приближенное выражение (4.5), определяющее комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$;

3.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

4. Повторяя последовательность действий, использованных в примере 4.1.4, провести анализ резонансного усилителя с автотрансформаторной связью, схема которого дана на рис.4.4а:

4.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.4.4а) к эквивалентной схеме (рис.4.4в);

4.2. для этой эквивалентной схемы получить формулу (4.9), определяющую комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$;

4.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

5. Провести анализ влияния проходной емкости на комплексную передаточную функцию: а) каскада с общим инжекторным электродом, б) каскада с общим управляющим электродом. Получить формулы (4.7) и (4.8).

6. Решая уравнение $|K(\omega_{ГР})| = \frac{k_{MAX}}{\sqrt{2}}$, получить формулу (4.6), определяющую граничные частоты и ширину полосы пропускания.

7. Доказать эквивалентность двухполюсников, представленных на рис.4.5.

8. Повторяя последовательность действий, использованных в п. 4.2, провести анализ избирательного усилителя на биполярном транзисторе со связанными контурами с емкостной связью контуров, схема которого дана на рис.4.6а:

8.1. осуществить переход от принципиальной схемы (рис.4.6а) к эквивалентной схеме (рис.4.6б);

8.2. для этой эквивалентной схемы в предположении идентичности элементов резонаторов, входящих в ее состав, записать систему уравнений, связывающую \dot{U}_{BX} и $\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_2$, получить выражение (4.11), определяющее комплексную передаточную функцию каскада $K(\omega)$;

8.3. осмыслить результат анализа каскада, записать в тетради соответствующие выводы.

Контрольные вопросы

1. Какая характеристика радиоэлектронных устройств обеспечивается избирательными усилителями?
2. Какие параметры характеризуют избирательные усилители?
3. Какими параметрами характеризуется колебательный контур? Поясните их физический смысл.
4. Что изменится в настройке резонансного усилителя, если увеличится емкость нагрузки каскада C_H ?
5. Что изменится в настройке резонансного усилителя, если увеличится сопротивление нагрузки каскада R_H ?
6. Укажите причины, уменьшающие добротность колебательного контура.
7. Каким способом можно сохранить достаточно высокую добротность колебательного контура?
8. Какую форму могут иметь графики АЧХ избирательных усилителей со связанными контурами?
9. Какое существенное преимущество имеют избирательные усилители со связанными контурами по сравнению с усилителями с одиночными контурами?

5. Анализ схем на операционных усилителях

В этом пункте рассмотрим примеры, поясняющие анализ усилительных каскадов и функциональных узлов, выполненных на операционных усилителях с использованием *отрицательной обратной связи* (ООС). При анализе схем будем пользоваться моделями *идеализированного* и *идеального операционного усилителя*, приведенными в п.1.2. Для последней модели **токи входных клемм операционного усилителя равны нулю**, поскольку $R_{BX} \rightarrow \infty$, а *глубокая отрицательная обратная связь*, образуемая в схеме при $k_0 \rightarrow \infty$, приводит к **виртуальному (негальваническому) уравниванию напряжений u^+ и u^- на входных клеммах операционного усилителя**.

В схемотехнике усилительных каскадов и функциональных узлов используют две разновидности включения операционного усилителя в цепь – *неинвертирующее* и *инвертирующее*. Ниже рассматриваются примеры анализа схем, основанных на таких включениях. Укажем, что во всех схемах опущены цепи подачи напряжения питания операционного усилителя и коррекции его характеристик.

5.1. Неинвертирующая схема усилителя

Рассмотрим усилительный каскад, схема которого дана на рис.5.1.а.

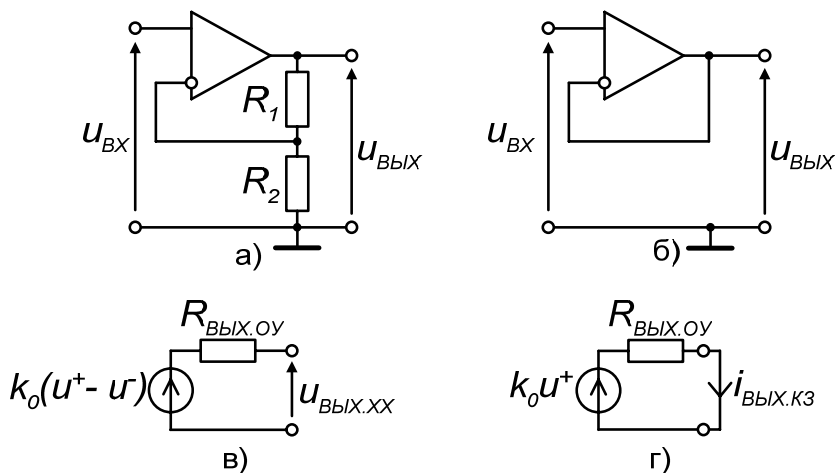


Рис.5.1. Каскады, неинвертирующие сигналы:

- а) принципиальная схема усилителя;
- б) принципиальная схема повторителя;
- в) эквивалентная схема усилителя для определения k ;
- г) эквивалентная схема усилителя для определения $R_{BbIX.K}$

Используя схему замещения операционного усилителя, приведенную на рис.5.1г, определим напряжения на его клеммах:

$$u^+ = u_{BX}, \quad u^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{BbIX} \Rightarrow u_{BbIX} = k_0 \left(u_{BX} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{BbIX} \right). \quad (5.1)$$

Из последнего выражения имеем

$$u_{\text{ВЫХ}} \left(1 + \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2} \right) = k_0 u_{\text{ВХ}},$$

откуда находим формулу, определяющую коэффициент передачи напряжения каскада

$$k = \frac{k_0}{1 + \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2}}. \quad (5.2)$$

При условии $k_0 R_2 / (R_1 + R_2) \gg 1$, которое всегда выполняется, имеем

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (5.3)$$

Из формул (5.2) и (5.3) следует, что рассматриваемая схема усиливает сигналы, сохраняя их полярность.

При $R_1 = 0$ каскад становится повторителем входного сигнала. Его схема дана на рис.5.1б.

Заметим, что вывод формулы (5.3) упрощается посредством использования модели *идеального операционного усилителя*, для которой виртуально выполняется равенство $u^+ = u^-$. Следовательно,

$$u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВЫХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

откуда вытекает выражение (5.3).

Выходное сопротивление каскада $R_{\text{ВЫХ.К}}$ найдем отношением выходного напряжения в режиме *холостого хода* $u_{\text{ВЫХ.ХХ}}$ к выходному току *короткого замыкания* $i_{\text{ВЫХ.КЗ}}$. Из схем рис.5.1в и рис.5.1г видно, что

$$u_{\text{ВЫХ.ХХ}} = u_{\text{ВХ}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = u_{\text{ВХ}} k, \quad i_{\text{ВЫХ.КЗ}} = \frac{k_0 u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ.ОУ}}}.$$

Следовательно,

$$R_{\text{ВЫХ.К}} = \frac{k}{k_0} R_{\text{ВЫХ.ОУ}}. \quad (5.4)$$

Из этой формулы следует, что по сравнению с выходным сопротивлением используемого операционного усилителя $R_{ВЫХ.ОУ}$ **выходное сопротивление каскада существенно уменьшается**, а при $k_0 \rightarrow \infty$ (идеальный операционный усилитель) оно стремится к нулю. Причиной уменьшения выходного сопротивления каскада $R_{ВЫХ.К}$ является глубокая *отрицательная обратная связь*, существующая в схеме каскада.

Замена в исходной схеме рис.5.1 активных сопротивлений R_1 и R_2 на комплексные Z_1 и Z_2 сохраняет все сделанные выкладки и приводит к формуле для комплексной передаточной функции каскада, сходной с (5.3):

$$K(\omega) = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}. \quad (5.5)$$

5.2. Инвертирующая схема усилителя

Рассмотрим усилительный каскад, схема которого дана на рис.5.2а.

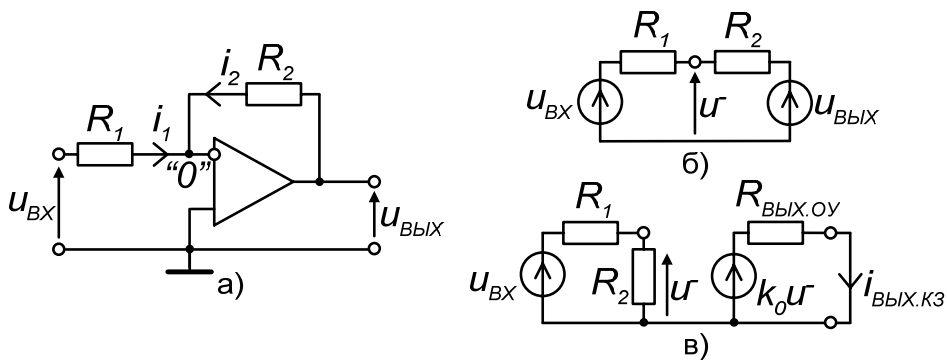


Рис.5.2. Каскады, инвертирующие сигналы:

- а) принципиальная схема усилителя;
- б) эквивалентная схема усилителя для определения k ;
- в) эквивалентная схема усилителя для определения $R_{ВЫХ.К}$

Используя схему замещения операционного усилителя, указанную на рис.1.5в, и эквивалентную схему каскада, приведенную на рис.5.2б, определим напряжения на его клеммах:

$$u^+ = 0, \quad u^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{ВХ} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ВЫХ} \Rightarrow u_{ВЫХ} = -k_0 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{ВХ} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ВЫХ} \right). \quad (5.6)$$

Из последнего выражения имеем

$$\left(1 + \frac{k_0 R_1}{R_1 + R_2} \right) u_{ВЫХ} = \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2} u_{ВХ},$$

откуда находим формулу, определяющую коэффициент передачи напряжения каскада

$$k = -\frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2 + k_0 R_1}. \quad (5.7)$$

При условии $k_0 R_1 \gg (R_1 + R_2)$, которое всегда выполняется, имеем

$$k = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.8)$$

Из формул (5.7) и (5.8) следует, что рассматриваемый **каскад усиливает сигналы, изменяя их полярность на противоположную**.

Заметим, что и в этом случае вывод формулы (5.8) упрощается с помощью модели *идеального операционного усилителя*. При таком подходе если $u^+ = 0$, то и $u^- = 0$ (виртуальный ноль). Тогда токи ветвей i_1 и i_2 соответственно равны: $i_1 = G_1 u_{BX}$, $i_2 = G_2 u_{ВЫХ}$. Поскольку их сумма равна нулю, имеем

$$G_1 u_{BX} + G_2 u_{ВЫХ} = 0,$$

откуда следует (5.8).

Выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ.К}$ найдем, как и в предыдущем случае, отношением выходного напряжения в режиме *холостого хода* к выходному току *короткого замыкания*. Напряжение в режиме *холостого хода* определяется выражением

$$u_{ВЫХ.ХХ} = -u_{BX} R_2 / R_1.$$

Ток *короткого замыкания* $i_{ВЫХ.КЗ}$ находим из схемы рис.5.2в

$$i_{ВЫХ.КЗ} = - (k_0 R_2 / (R_1 + R_2)) u_{BX} / R_{ВЫХ.ОУ}.$$

Таким образом, получаем

$$R_{ВЫХ.К} = R_{ВЫХ.ОУ} \frac{|k| + 1}{k_0}. \quad (5.9)$$

Из этой формулы следует, что и у этого каскада по причине глубокой отрицательной обратной связи его **выходное сопротивление существенно уменьшается** по сравнению с выходным сопротивлением $R_{ВЫХ.ОУ}$ используемого операционного усилителя.

5.3. Логарифмирующая и потенцирующая схемы

Замена в инвертирующей схеме усилителя (рис.5.2) одного из резисторов нелинейным элементом приводит к нелинейной связи входного и выходного напряжений. В частности, если в схеме использовать полупроводниковый диод или транзистор, то экспоненциальная зависимость вольт-амперной характеристики $p-n$ перехода проявится в передаточной характеристике каскада.

На рис.5.3 представлены схемы каскадов, осуществляющих логарифмирование (рис.5.3.а) и потенцирование (рис.5.3.б). В них использована вольт-амперная характеристика диода

$$i_D \cong I_0 \exp \frac{u_D}{U_T}, \quad (5.10)$$

где I_0 – обратный ток насыщения, U_T – температурный потенциал, который при комнатной температуре приблизительно равен 25мВ.

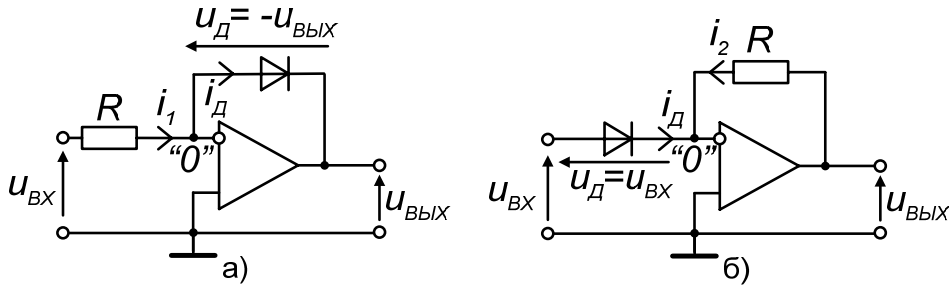


Рис.5.3. Принципиальные схемы:
а) логарифмирующего усилителя,
б) потенцирующего усилителя

Рассмотрим логарифмирующую схему (рис.5.3.а). Используя модель *идеального операционного усилителя*, имеем: $u^+ = 0$ и, следовательно, $u^- = 0$ (виртуальный ноль); ток $i_1 = G u_{BX}$; ток диода, при условии $u_{BX} > 0$, с учетом соотношения $u_D = -u_{BbIX}$ и (5.10), определяется выражением

$$i_D \cong I_0 \exp \frac{-u_{BbIX}}{U_T}.$$

Ток i_1 и i_D равны, т.е. $i_1 = i_D$, следовательно,

$$G u_{BX} \cong I_0 \exp \frac{-u_{BbIX}}{U_T},$$

откуда находим выражение для передаточной характеристики каскада

$$u_{BbIX} \cong -U_T \ln \frac{u_{BX}}{R I_0}, \quad (5.11)$$

показывающее, что рассмотренная схема **логарифмирует входное напряжение**.

Применяя тот же подход к схеме, приведенной на рис.5.3б, получим выражение для передаточной характеристики этого каскада

$$u_{ВЫХ} \cong -R I_0 \exp \frac{u_{ВХ}}{U_T}, \quad (5.12)$$

показывающее, что рассмотренная схема **потенцирует входное напряжение**.

Заметим, что, как и в предыдущем пункте, рассмотренным схемам присуща глубокая отрицательная обратная связь, обеспечивающая **низкое выходное сопротивление каскадов**.

5.4. Интегрирующая и дифференцирующая схемы

Замена в инвертирующей схеме усилителя (рис.5.2) одного из резисторов емкостью, как это показано на рис.5.4, приводит к дифференциальной связи входного и выходного напряжений. Покажем, что первая схема (рис.5.4а) осуществляет интегрирование, а вторая (рис.5.4б) – дифференцирование входного напряжения.

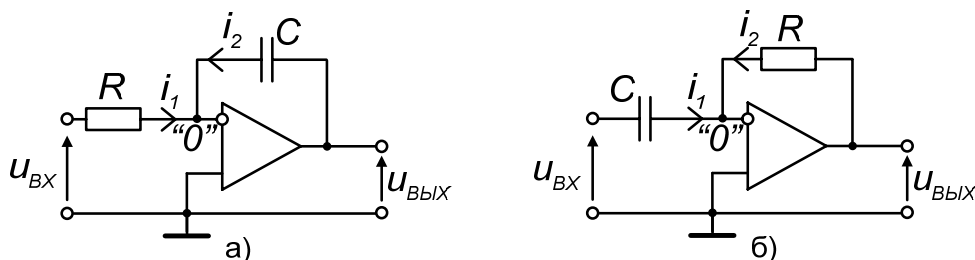


Рис.5.4. Принципиальные схемы:
а) интегрирующего усилителя,
б) дифференцирующего усилителя

При анализе схем используем присущую конденсатору связь приложенного напряжения u_C и протекающего тока i_C . Для линейной постоянной емкости C эта связь определяется выражениями:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \Leftrightarrow u_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau + u_C(t_0). \quad (5.13)$$

Рассмотрим схему интегратора (рис.5.4а). Используя модель *идеального операционного усилителя*, имеем: $u^+ = 0$ и, следовательно, $u^- = 0$ (виртуальный ноль). С учетом соотношений в (5.13) $u_C = u_{ВЫХ}$, $i_C = i_2$, токи i_1 и i_2 определяются выражениями

$$i_1 = Gu_{BX}, \quad i_2 = C \frac{du_{BbIX}}{dt}. \quad (5.14)$$

Их сумма равна нулю, следовательно,

$$\frac{du_{BbIX}}{dt} = -\frac{1}{RC} u_{BX}. \quad (5.15)$$

После интегрирования обеих частей этого выражения по времени от t_0 до t получим формулу

$$u_{BbIX}(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t u_{BX}(\tau) d\tau + u_{BbIX}(t_0). \quad (5.16)$$

Из этой формулы следует, что рассмотренная схема (рис.5.4а) осуществляет интегрирование входного напряжения и инверсию результата этого процесса с коэффициентом $1/RC$.

Применяя тот же подход к схеме, приведенной на рис.5.4б, имеем:

$$u_C = u_{BX}, \quad i_C = i_1;$$

$$i_1 = C \frac{du_{BX}}{dt}, \quad i_2 = Gu_{BbIX}. \quad (5.17)$$

Приравнивание нулю суммы этих токов приводит к окончательному выражению

$$u_{BbIX} = -RC \frac{du_{BX}}{dt}. \quad (5.18)$$

Из этой формулы следует, что рассмотренная схема (рис.5.4б) осуществляет дифференцирование входного напряжения и инверсию результата этого процесса с коэффициентом $1/RC$.

Таким образом, выражения (5.16) и (5.18) показывают, что рассмотренные каскады помимо инверсии выходных сигналов осуществляют **интегрирование и дифференцирование входных напряжений**. Так как этим схемам присуща *глубокая отрицательная обратная связь*, они имеют **низкое выходное сопротивление**.

5.5. Суммирующая и вычитающая схемы

«Виртуальное» уравнивание напряжений u^+ и u^- на входных клеммах идеального операционного усилителя, поддерживаемое глубокой отрицательной обратной связью, позволяет подключать к его клеммам несколько источников и осуществлять наряду с усилением сложение и вычитание сигналов.

Рассмотрим усилительный каскад, схема которого дана на рис.5.5а.

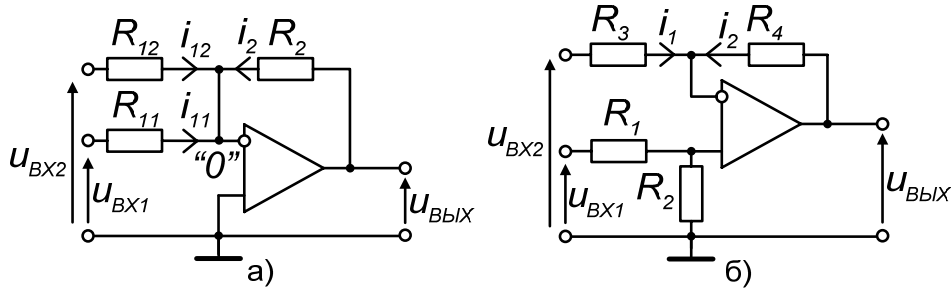


Рис.5.5. Принципиальные схемы:

- а) инвертирующего сумматора сигналов,
б) усилителя, вычитающего сигналы

Из схемы, представленной на рис.5.5а, видно, что $u^+=0$, тогда и $u^-=0$ (виртуальный ноль); а токи ветвей определяются соотношениями: $i_{11} = G_{11}u_{BX1}$, $i_{12} = G_{12}u_{BX2}$, $i_2 = G_2u_{BbIX}$; сумма этих токов равна нулю, следовательно,

$$G_{11}u_{BX1} + G_{12}u_{BX2} + G_2u_{BbIX} = 0, \quad (5.19)$$

откуда находим выражение

$$u_{BbIX} = -R_2(G_{11}u_{BX1} + G_{12}u_{BX2}), \quad (5.20)$$

показывающее, что рассмотренная схема **суммирует напряжения в нужной пропорции и инвертирует эту сумму**, т.е. является *инвертирующим сумматором сигналов*.

Рассмотрим усилительный каскад, схема которого дана на рис.5.5б. Используя модель идеального операционного усилителя, имеем соотношения:

$$u^+ = u^- = u_{BX} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$i_1 = G_3(u_{BX2} - u^-) = G_3 \left(u_{BX2} - u_{BX1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right), \quad (5.21)$$

$$i_2 = G_4 (u_{BbIX} - u^-) = G_4 \left(u_{BbIX} - u_{BX1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right), \quad (5.22)$$

$$i_1 + i_2 = 0.$$

Подставляя (5.21) и (5.22) в последнюю сумму и ограничиваясь здесь случаем равенства всех сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, получаем выражение

$$u_{BbIX} = u_{BX1} - u_{BX2}, \quad (5.23)$$

показывающее, что рассмотренная схема формирует **разность входных напряжений**, т.е. является *вычитателем сигналов*. Как и во всех рассмотренных выше примерах, этим схемам присуща *глубокая отрицательная обратная связь*, поэтому они имеют **низкое выходное сопротивление**.

5.6. Активные RC-фильтры

Высокое входное и низкое выходное сопротивления, а также глубокая отрицательная обратная связь, присущая схемам с операционными усилителями, определили их широкое использование при конструировании *активных RC-фильтров*. Рассмотрим представленную на рис.5.6а схему *активного фильтра* с двухпетлевой обратной связью. При соответствующем выборе элементов $Z_1 - Z_5$ эта схема может использоваться в качестве *фильтра* второго порядка *нижних* или *верхних* частот.

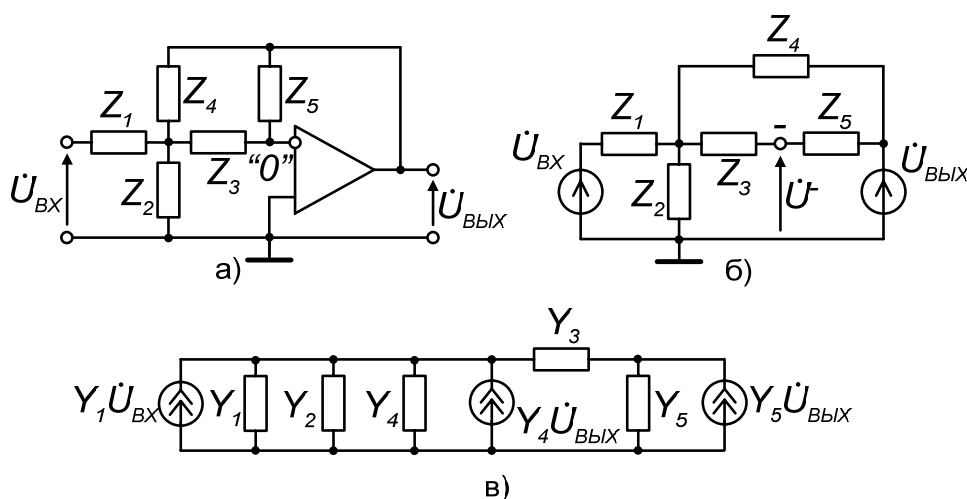


Рис.5.6. Активный RC-фильтр:

- а) принципиальная схема,
б), в) эквивалентные схемы

Для анализа активного фильтра осуществим переход к его эквивалентной схеме, который иллюстрируют рис.5.6б и рис.5.6в. Здесь операционный усили-

тель представлен идеальной схемой замещения. Для последней схемы методом узловых напряжений в комплексной форме запишем уравнения для комплексных амплитуд напряжений узлов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 :

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_3 + Y_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 \dot{U}_{BX} + Y_4 \dot{U}_{BbIX} \\ Y_5 \dot{U}_{BbIX} \end{bmatrix}. \quad (5.24)$$

Решая эту систему уравнений, находим \dot{U}_2 . Учитывая, что $\dot{U}_2 = \dot{U}^-$, подставляем результат в формулу

$$\dot{U}_{BbIX} = k_0 (\dot{U}^+ + \dot{U}^-) = -k_0 \dot{U}_2,$$

откуда получим выражение, определяющее комплексную передаточную функцию активного RC-фильтра в общем виде:

$$K(\omega) = \frac{-Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_3 Y_4}. \quad (5.25)$$

Дальнейший расчет элементов конкретных фильтров осуществляют методами теории синтеза цепей, которые здесь не рассматриваются.

Задания для самостоятельной работы

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при анализе неинвертирующей схемы усилителя, данной на рис.5.1:

1.1. используя схему замещения операционного усилителя, приведенную на рис.5.1в, получить формулы (5.2) и (5.3), определяющие коэффициент передачи напряжения каскада k , предложить значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , обеспечивающие величину $k=20$;

1.2. используя схему, приведенную на рис.5.1г, получить формулу (5.4), определяющую выходное сопротивление каскада $R_{BbIX.K}$, рассчитать его величину, если: $k_0=10^5$, $k=20$, $R_{BbIX.OY}=50$ Ом.

2. Повторить последовательность действий, использованных при анализе инвертирующей схемы усилителя, данной на рис.5.2:

2.1. используя схему замещения операционного усилителя, указанную на рис.1.5в, и эквивалентную схему каскада, приведенную на рис.5.2б, получить формулы (5.7) и (5.8), определяющие коэффициент передачи напряжения каскада k , предложить значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , обеспечивающие величину $k = -15$;

2.2. получить формулу (5.8) с помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль»;

2.3. используя схему, приведенную на рис.5.2в, получить формулу (5.9), определяющую выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ.К}$, рассчитать его величину, если: $k_0 = 2 \cdot 10^5$, $k = -15$, $R_{ВЫХ.ОУ} = 50$ Ом.

3. Повторить последовательность действий, использованных при анализе логарифмирующей схемы усилителя, данной на рис.5.3а. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу (5.11), определяющую передаточную характеристику каскада.

4. Повторить последовательность действий, использованных при анализе потенцирующей схемы усилителя, данной на рис.5.3б. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу (5.12), определяющую передаточную характеристику каскада.

5. Повторить последовательность действий, использованных при анализе интегрирующей схемы усилителя, данной на рис.5.4а. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу (5.16), определяющую $U_{ВЫХ}$.

6. Повторить последовательность действий, использованных при анализе дифференцирующей схемы усилителя, данной на рис.5.4б. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу (5.16), определяющую $U_{ВЫХ}$.

7. Повторить последовательность действий, использованных при анализе суммирующей схемы усилителя, данной на рис.5.5а. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу (5.20), определяющую $U_{ВЫХ}$. Предложить значения сопротивлений резисторов R_{11} , R_{12} и R_2 , обеспечивающие величину

$$U_{ВЫХ} = -(3U_{ВХ1} + 5U_{ВХ2}).$$

8. Повторить последовательность действий, использованных при анализе вычитающей схемы усилителя, данной на рис.5.5б. С помощью модели идеального операционного усилителя и понятия «виртуальный ноль» получить формулу, определяющую $U_{ВЫХ}$ в общем случае, и формулу (5.20), определяющую $U_{ВЫХ}$ в частном случае.

9. Повторить последовательность действий, использованных при анализе активного RC-фильтра, схема которого дана на рис.5.5б:

9.1. осуществить переход от принципиальной схемы фильтра (рис.5.6а) к эквивалентной схеме (рис.5.6в);

9.2. методом узловых напряжений в комплексной форме записать систему уравнений (5.24) для комплексных амплитуд напряжений узлов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 . Решая эту систему, получить выражение, определяющее комплексную передаточную функцию активного RC-фильтра в общем виде.

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой операционный усилитель? Какими параметрами он характеризуется? Каковы значения этих параметров?
2. Почему усилитель называется «операционным»? Какие математические операции можно осуществлять посредством схем, выполненных на его основе?
3. Какое явление лежит в основе схемотехники каскадов с операционными усилителями?
4. Каково выходное сопротивление схем с операционными усилителями? По какой причине оно мало?
5. Как используется модель идеального операционного усилителя при анализе схем с операционного усилителя?

Список литературы

1. Чеботарев В. И. и др. Усилители. Схемотехника каскадов: Учебно-методическое пособие. – Х.: ХНУ, 2001. – 26 с.
2. Чеботарев В. И. Теоретические основы радиотехники. Часть 1: Учебное пособие. – Харьков: ХГУ, 1989. – 100 с.
3. Чеботарев В. И. Теоретические основы радиотехники. Часть 2: Учебное пособие. – Х.: ХГУ, 1990. – 104 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике / Пер. с нем. – М.: Мир, 1981. – 446 с.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х томах / Пер. с англ. – М.: Мир, 1983. – Т1. – 598 с.
7. Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 1999. – 768 с.
8. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.
9. Хотунцев Ю. Л., Лобарев А. С. Основы радиоэлектроники: Учебник. – М.: Агат, 1998. – 288 с.
10. Ворсин Н. Н., Ляшко М. Н. Основы радиоэлектроники. – Минск: Выш. шк., 1992. – 381 с.
11. Алексеев А. Г., Войшвилло Г. В. Операционные усилители и их применение. – М.: Радио и связь, 1989. – 120 с.
12. *Радіотехніка*: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник / За ред. Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачуського, В. І. Правди. – К.: Вища шк., 1999.

Оглавление

| | стр. |
|--|-----------|
| 1. Малосигнальные схемы замещения усилительных элементов | 3 |
| 1.1. Схемы замещения электронных приборов | 3 |
| 1.2. Схемы замещения операционных усилителей | 6 |
| 2. Анализ резисторных каскадов на электронных приборах | |
| в режиме усиления малых сигналов | 7 |
| 2.1. Каскад с общим инжекторным электродом | 8 |
| 2.2. Каскады с общим коллекторным электродом | 10 |
| 2.2.1. Истоковый повторитель | 10 |
| 2.2.2. Эмиттерный повторитель | 13 |
| 2.2.3. Повторитель с высоким входным сопротивлением | 14 |
| 2.3. Каскад с общим управляющим электродом | 17 |
| 2.4. Каскодный усилитель | 20 |
| 2.5. Каскад с разделенной нагрузкой | 22 |
| 2.6. Дифференциальные усилители | 24 |
| 2.6.1. Симметричный дифференциальный усилитель | 24 |
| 2.6.2. Несимметричный дифференциальный усилитель | 25 |
| 3. Анализ резисторных каскадов с учетом ёмкостей | 28 |
| 3.1. Влияние ёмкостей, шунтирующих сигналы | 28 |
| 3.2. Влияние емкостей разделительных конденсаторов | 31 |
| 3.3. Влияние проходных ёмкостей | 33 |
| 4. Анализ избирательных усилителей | 37 |
| 4.1. Каскады с одиночными контурами | 37 |
| 4.1.1. Резонансный усилительный каскад с общим эмиттером | 37 |
| 4.1.2. Резонансный усилительный каскад с общей базой | 39 |
| 4.1.3. Резонансный каскодный усилитель | 40 |
| 4.1.4. Резонансный усилитель с автотрансформаторной связью контура с ЭП и нагрузкой каскада | 42 |
| 4.2. Каскады со связанными контурами | 43 |
| 5. Анализ схем на операционных усилителях | 48 |
| 5.1. Неинвертирующая схема усилителя | 48 |
| 5.2. Инвертирующая схема усилителя | 50 |
| 5.3. Логарифмирующая и потенцирующая схемы | 52 |
| 5.4. Интегрирующая и дифференцирующая схемы | 53 |
| 5.5. Суммирующая и вычитающая схемы | 55 |
| 5.6. Активные <i>RC</i> -фильтры | 56 |
| Список литературы | 60 |

Навчальне видання

Чеботарьов Вадим Іванович
Думін Олександр Миколайович
Ляховський Анатолій Федорович
Ляховський Андрій Анатолійович

**Підсилювачі. Аналіз
режиму посилення сигналів**

Редактор І. Ю. Агаркова
Коректор О. В. Гавриленко
Комп'ютерна верстка
Макет обкладинки І. М. Дончик

Підписано до друку 15.01.04. Формат 60x84/16
Обл.-вид. 3,75. Умов. друк. арк. 3,49. Тираж 300 прим.

61077, Харків, майдан Свободи, 4, Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна,